



TITLE:

通信衛星におけるアベイラビリティ
向上法の研究(Dissertation_全文
)

AUTHOR(S):

川合, 誠

CITATION:

川合, 誠. 通信衛星におけるアベイラビリティ向上法の研究. 京都大学,
1987, 工学博士

ISSUE DATE:

1987-09-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r6329>

RIGHT:

通信衛星におけるアベイラビリティ向上法の研究

川 合 誠

通信衛星におけるアベイラビリティ 向上法の研究

昭和62年5月21日

川合 誠

DOC
1987
17
電気系

目 次

第 1 章 緒言	1
第 2 章 搭載アンテナ利得制御	3
2. 1 序	3
2. 2 搭載アンテナの利得制御則	4
2. 3 搭載アンテナ利得制御における降雨マージン	8
2. 4 再生中継を併用した場合の効果	1 3
2. 5 20GHz帯可変電力分割器の基本特性	1 5
2. 6 第 2 章のまとめ	2 2
第 3 章 マルチビーム通信用多端子結合形回路網	2 3
3. 1 序	2 3
3. 2 搭載アンテナビーム切替系の構成	2 4
3. 3 多端子結合形ビーム切替回路網	2 7
3. 4 8出力多端子結合形ビーム切替回路	4 8
3. 5 多端子結合形ビーム共通増幅回路網	5 1
3. 6 8出力多端子結合形ビーム共通増幅回路	6 1
3. 7 第 3 章のまとめ	6 4
第 4 章 搭載通信機器の冗長方式	6 5
4. 1 序	6 5
4. 2 分波器を用いた冗長方式	6 6
4. 3 ホイール状冗長方式	6 6
4. 4 冗長方式の信頼度解析	7 2
4. 5 搭載通信機器への適用	9 3
4. 6 第 4 章のまとめ	9 3
第 5 章 搭載用再生中継回路	9 4
5. 1 序	9 4
5. 2 2相PSK位相再生回路	9 5

5.3	デジタル素子で構成したMSK遅延検波回路	98
5.4	第5章のまとめ	113
第6章	結言	114
	謝辞	117
	参考文献	118
付録A	2相PCM-PSK伝送路の符号誤り率	123
付録B	多端子方向性結合器のTransfer行列	125
付録C	多端子結合形ビーム切替回路網の位相設定値	126
付録D	多端子結合形ビーム切替回路網の位相設定アルゴリズム	127
付録E	原MSK波と遅延MSK波との位相差	130
付録F	位相誤差の確率密度関数	132
付録G	MSK遅延検波方式の符号誤り率	134
付録H	待機冗長系の信頼度関数	137

第1章 緒言

本研究は、衛星通信における信頼度、稼働率を改善するために、通信衛星に適用し得るいくつかの新しい技術を提案し、それらについて検証を行うものである。

衛星通信は、1945年に英国の Arthur C. Clarke により静止通信衛星という概念が考案された後、1963年に米国で世界初の静止通信衛星であるシンコム2号が打上げられ1965年のアーリーバードにより商用衛星通信サービスが開始され、その後通信衛星の打ち上げ能力の向上と共に通信衛星の性能も向上し、その発展は著しいものがある⁽¹⁾。国内においても1979年12月に打ち上げられた実験用中容量静止通信衛星CSにより各種実験が実施され^(2,3)、1983年2月、8月に打ち上げられたCS-2により世界に先駆けて準ミリ波帯を使用した通信衛星が実用化されている。

通信衛星においては、打ち上げ費を含めた衛星のコストが高いため、衛星をいかに効率よく利用するかということが大きな課題であり、重量、電力、信頼度・寿命、不稼働率・伝送品質、伝送容量等の改善を行うため、新しい技術の研究開発が進められている。重量、電力、信頼度・寿命、稼働率・伝送品質、伝送容量等の通信衛星の性能は一般に1つの性能を向上させると他が劣化するという相反する性格のものであり、最適化技術が衛星設計における基本であるが、本研究はこれらの内、特に他の性能にあまり大きな影響を与えることなく、信頼度、稼働率を向上させるという観点から通信衛星に適用するための新しい技術の検討を行ったものである。本研究で取り上げるテーマは

- (1) アンテナ利得制御
- (2) マルチビーム切替制御・共通増幅
- (3) 冗長方式
- (4) 再生中継

である。

準ミリ波帯衛星通信においては降雨による電波の減衰が大きな問題である。第2章では、降雨に応じてアンテナ利得を制御し降雨マージンの増大を行う方法を提案し、中継系の構成、制御則について述べ、本方法における降雨マージンの改善量を明らかにする。さらに、本方法を再生中継と併用する事により、再生中継の効果が顕著となり、一層の降雨マージ

ンの増加が図れることを示す。次に、第3章では、マルチビーム衛星中継方式におけるビーム間のトラヒックの不均衡によるトランスポンダの使用効率低下を補償するための手法として、衛星上で複数のアンテナビームを切替制御する方法及び共通増幅する方法を提案する。さらに、ビーム切替及びマルチビームを共通増幅するためのマイクロ波回路として、多端子結合形回路を提案し、その原理、特徴、特性及び適用方法を明らかにする。第4章では、搭載通信機器の信頼度向上を目的とする新しい冗長方式を提案し、信頼度解析を行い、本方式が比較的簡易な構成で高信頼度を達成し得ることを述べる。最後に、第5章では、通信衛星における伝送特性改善のための再生中継について述べ、再生中継を行うための簡易な構成の2相PSK位相再生回路及びデジタル素子で構成したMSK遅延検波回路の特性について明らかにする。

なお、通信における稼働率 (availability) と信頼度 (reliability) の定義は、
availability:

Probability that a system, or a resource is not in a state of congestion or failure at any given point in time.

reliability:

The ability of a system, or a resource to perform its functions under stated conditions over a stated period of time, by maintaining quality of service parameters within stated values.

であり⁽⁴⁾、稼働率と信頼度はほぼ同義語であるが、ここでは、さらにトランスポンダの使用効率等も稼働率と解釈し、広い意味での通信衛星のアベイラビリティ向上を本研究の目的としている。

第2章 搭載アンテナ利得制御

2.1 序

周波数が高くなるに従って、伝送品質及び不稼働率に対する降雨の影響が大きくなる。従って、30/20GHz帯のような高い周波数帯を利用するためには十分な降雨マージンを確保することが大きな課題である。しかしながら、降雨が影響を及ぼす時間率は非常に小さく、常時降雨に対してマージンを確保することは無駄である。このような観点からアダプティブに降雨マージンを確保する方法が各種検討されている。それらの考え方を分類すると下記の通りである⁽⁵⁾。

(1) サイトダイバーシティ

(2) 地球局及び方式パラメータの適応制御

(送信電力、搬送波周波数、変復調・コーディング方式等の制御)

(3) 衛星パラメータの適応制御

この内、衛星パラメータの適応制御としては、降雨の地域相関性が少ないことを利用して複数レベル高出力増幅器の使用等によるe.i.r.p.の制御が考えられるが、本章ではさらに降雨に応じて搭載アンテナの利得を制御する方式を提案し検討結果を示す^(6,7)。本方式はマルチホーンアンテナを使用し、各ホーンへの電力分配比を可変電力合成器(VPC)、可変電力分割器(VPD)により降雨に応じて可変制御することにより、等価的にアンテナ利得を制御するものである。

30/20GHz帯を使用する従来の通信衛星においては、降雨に対する不稼働率を一定値以下とするために、上り回線、下り回線双方に対して、常時約10dBまたはそれ以上の降雨マージンを見込んでいる。しかし、このような降雨が発生するのは、年間0.4%以下であり、かつ一定距離離れた所における相関性は非常に小さいものとなっている。このことを利用すると、衛星のアンテナ利得を制御し、降雨地のみ利得を上げることにより、平均的な降雨マージンを小さくすることが可能となる。本章では、VPC/VPDでホーン間の結合を行うマルチホーンアンテナを使用し、アンテナ利得制御を行う手法を提案する。

一般に、地上のデジタルマイクロ波中継等においては、中継所毎に一旦ベースバンドに復調し、波形整形等を行った後、再変調を行う再生中継方式が用いられてきた。しかし、

30/20GHz帯を使用する通信衛星においては、降雨マージンが大きいため、非降雨時には再生中継による伝送特性の改善を必要としない。降雨時においても、上り・下り両回線で同時に降雨が発生する確率が小さく、全回線の品質が降雨の発生した回線の品質で決定されるため、再生中継の効果がほとんど期待できない。このような理由で、30/20GHz帯を使用する通信衛星においては、再生中継の効果は非常に小さいと考えられていた。しかしながら、ここで取り上げるアンテナ利得制御を行うと、結果的に、降雨時においても上り・下り両回線の品質が均衡することとなり、再生中継の効果が増大されることとなる。本章では、アンテナ利得制御と再生中継を併用すると、両者の効果が相乗されることを明らかにする。

2.2 節で、アンテナ利得制御の基本原理及びVPC/VPDの制御則について述べる。2.3 節では、本方式における降雨マージンの計算法及び計算結果を示す。2.4 節では、本方式を再生中継と組み合わせることにより両者の効果が相乗されることを示す。最後に、2.5 節では本方式を実現する上で基本要素となる20GHz 帯VPDの基本特性について述べる。

2.2 搭載アンテナの利得制御則

2.2.1 システム構成

本章で検討を行うTDM A (Time Division Multiple Access)衛星通信系の構成例を図2.1に示す。地域 $A_1 \sim A_n$ の地球局は同一衛星に信号を送信し、衛星で受信された信号は分波器(IMUX)で分波された後チャネル毎に増幅され、合波器(OMUX)で合波され再び地域 $A_1 \sim A_n$ の地球局に送信される。ここで衛星中継系の構成をさらに詳しく書くと図2.2 のようになる。図2.2 において、アンテナ系としては地域 $A_1 \sim A_n$ のそれぞれを照射する1次ホーンと反射鏡で構成されるマルチホーンアンテナを想定している。各ホーンから受信された信号はVPCのネットワークによって合成され、受信機(RCVR)を経た後、各チャネル毎に分波され増幅される。再び合波された信号はVPDのネットワークによって分割され各ホーンから送信される。

降雨に関する情報は監視制御局で収集され、降雨地及び降雨減衰量に応じて衛星上のVPC及びVPDの結合量が制御される。

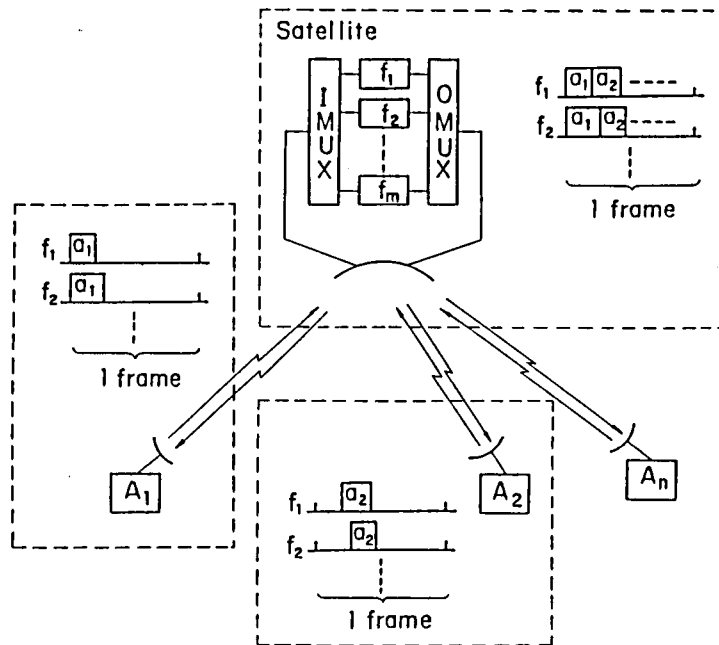


図 2.1 衛星通信系の構成

Fig.2.1 Satellite communication system configuration.

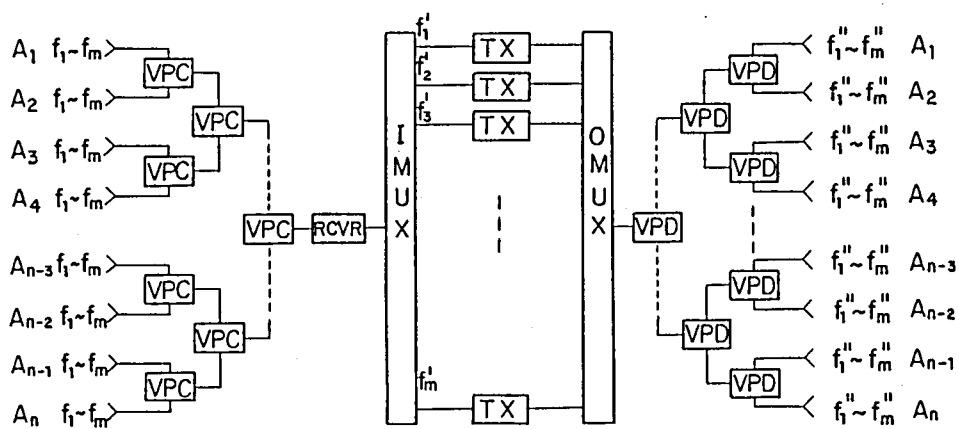


図 2.2 衛星中継系の構成

Fig.2.2 Satellite relay system configuration.

2.2.2 VPC/VPDの制御則

地上である程度の距離が離れると降雨の相関が非常に小さくなることが知られている⁽⁸⁾。ここで救済の対象とする降雨の状態として年間降雨確率0.2%(21.2GHzで日本の主要都市における降雨減衰6.3～12.2db以上)程度を対象とすると、他に年間降雨確率2%(21.2GHzで日本の主要都市における降雨減衰1.9～3.2dB以上)程度の降雨が地域数 n 中 r ヶ所の地域で同時に発生する確率 $P(n, r)$ は、

$$P(n, r) = {}_n C_r (0.002)^r (0.998)^{n-r} \quad (2.1)$$

となる。式(2.1)によると、2ヶ所以上同時に降雨が発生する確率は降雨相関を無視すると、 n が4の場合約0.05%、 n が8の場合約0.2%で、 n が4程度の場合は考慮する必要がないが n が8程度になると考慮する必要が生じると考えられる。ここでは、降雨地を1ヶ所と見なすことができる範囲で考えることとする。

ここで、衛星回線総合の符号誤り率のスレッシュホールドを P_{th} とし、上り回線、下り回線それぞれのC/Nを x (dB)、 y (dB)とし、 P_{th} を満足する x_{th} 、 y_{th} の関係を次式で与えることとする。

$$P_{th} = g(x_{th}, y_{th}) \quad (2.2)$$

降雨がいずれの地域でも発生しない時、VPC、VPDの結合度はいずれも $-10 \log(n)$ とし、この時の上り回線、下り回線のC/Nを x_0 (dB)、 y_0 (dB)とする。いずれかの地域で降雨が発生した時、降雨の発生していない $(n-1)$ 地域に対してはVPCの結合度を X (dB)だけ減少させ、

$$-10 \log(n) - X \quad (2.3)$$

とし、この分だけ降雨地に対する結合度を増加させると、降雨地に対する結合度は、

$$-10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} \cdot 10^{-\frac{X}{10}} \right) \quad (2.4)$$

となる。同様に降雨の発生していない $(n-1)$ 地域に対して、VPDの結合度を Y (dB)だけ減少させ、

$$-10 \log(n) - Y \quad (2.5)$$

とすると、降雨地に対する結合度は

$$10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} 10^{-\frac{Y}{10}} \right) \quad (2.6)$$

となる。従って、式(2.3)より非降雨地の上り回線 C/N x_1 (dB) は、

$$x_1 = x_0 - X, \quad (2.7)$$

式(2.4)より降雨地の上り回線 C/N x_2 (dB) は、

$$x_2 = x_0 + 10 \log(n) + 10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} 10^{-\frac{x}{10}} \right) - \alpha, \quad (2.8)$$

式(2.5)より降雨地の下り回線 C/N y_1 (dB) は、

$$y_1 = y_0 - Y, \quad (2.9)$$

式(2.6)より降雨地の下り回線 C/N y_2 (dB) は、

$$y_2 = y_0 + 10 \log(n) + 10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} 10^{-\frac{y}{10}} \right) - \beta \quad (2.10)$$

となる。ただし、 α 、 β はそれぞれ上り回線、下り回線の降雨減衰量(dB)である。

ここで、降雨時の回線状態としては次の3つの場合が考えられる。

- (1) 上り回線のみ降雨
- (2) 下り回線のみ降雨
- (3) 両回線とも非降雨

式(2.2)の条件は上記(1)～(3)の各場合に対して成立する必要があるから、

$$P_{th} = g(x_2, y_1) = g(x_1, y_2) = g(x_1, y_1) \quad (2.11)$$

となり、

$$\begin{cases} x_1 = x_2 \\ y_1 = y_2 \end{cases} \quad (2.12)$$

となる。式(2.7)～(2.10)及び(2.12)を用いると、 α 、 β として許容される値、すなわち上り回線、下り回線の降雨マージン M_u (dB)、 M_d (dB)は、

$$\begin{cases} M_u = X + 10 \log(n) + 10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} 10^{-\frac{x}{10}} \right) \\ M_d = Y + 10 \log(n) + 10 \log \left(1 - \frac{n-1}{n} 10^{-\frac{y}{10}} \right) \end{cases} \quad (2.13)$$

となる。一方、XとYとの間には式(2.7), (2.9), (2.11)より

$$P_{th} = g(x_0 - X, y_0 - Y) \quad (2.14)$$

によってあたえられる関係が成立している。従って、できるだけ有利な M_u と M_d を得るための制御則としては、 M_u , M_d それぞれの重要度に依存するおもみ w_1, w_2 を使用すると、

$$\frac{d \{ w_1 M_u(X) + w_2 M_d(Y(X)) \}}{dX} = 0 \quad (2.15)$$

によって与えられる。以下では、 w_1, w_2 が1の場合を想定し、 $M_u + M_d$ を最大とする条件を求めることとする。

2.3 搭載アンテナ利得制御における降雨マージン

2.3.1 所要C/N 特性

本節では図2.3に示すデジタル衛星回線を想定して降雨マージンの改善量を推定する。一般に、デューティファクタ1のパルス列をガウス形フィルタを通して伝送する系を想定すると、隣接パルスの符号間干渉を考慮することによって、2相同期検波PCM-PSK回線の符号誤り率(BER)は次のように表わされる。(付録A)

$$\begin{aligned} P_e(Z, BT) = & \frac{1}{4} F \left[\left\{ 1 - 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{\pi BT}{2 \sqrt{2 \ln 2}} \right) \right\} \frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{Z}{20}} \right] \\ & + \frac{1}{2} F \left[\left\{ 1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{\pi BT}{2 \sqrt{2 \ln 2}} \right) \right\} \frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{Z}{20}} \right] \\ & + \frac{1}{4} F \left(\frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{Z}{20}} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

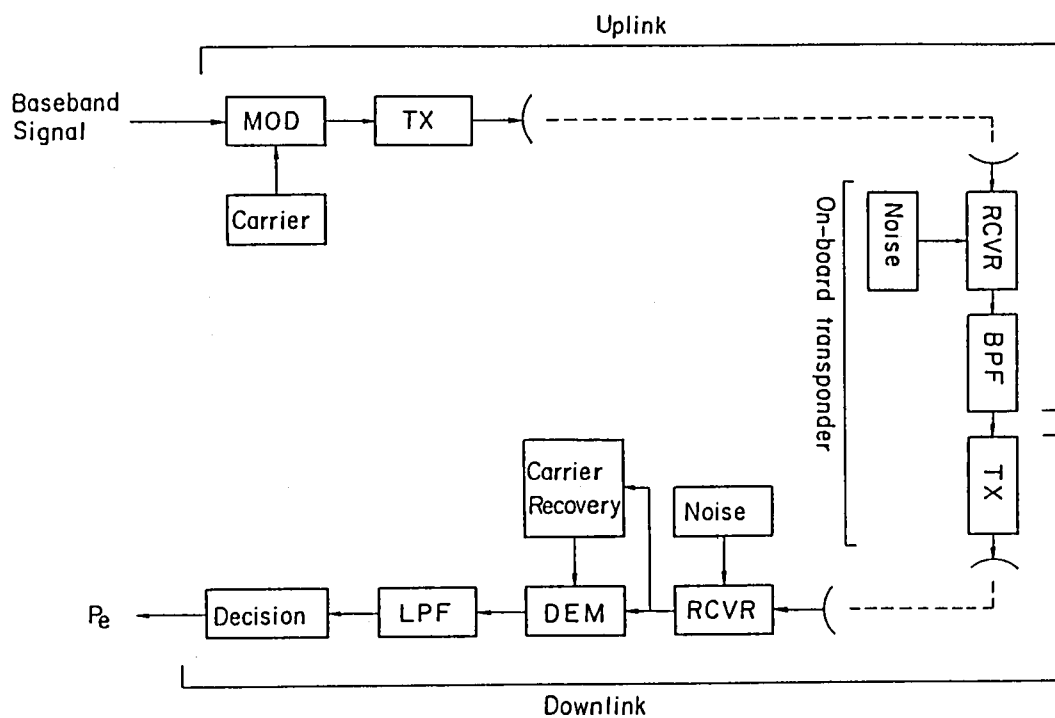


図 2.3 デジタル衛星回線モデル
Fig.2.3 Digital satellite link model.

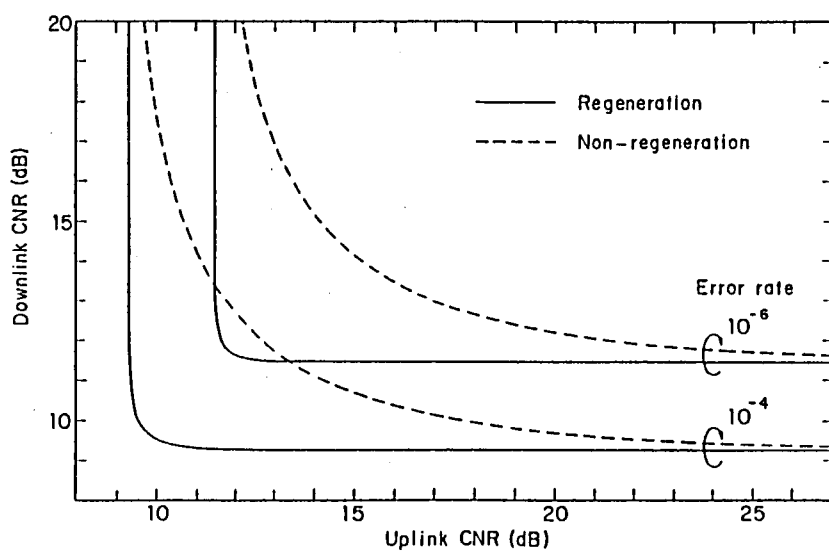


図 2.4 所要 C / N 特性
Fig.2.4 Required C/N characteristics.

ただし,

Z : ビット周期で正規化した帯域制限前のC/N (dB)

BT : ビット周期と3dB フィルタ帯域幅の積

$$F(u) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\left(\frac{4 \ln 2}{\pi} \right)^{1/4} u \right], \quad (2.17)$$

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} \exp(-\tau^2) d\tau \quad (2.18)$$

である. ここで, 図2.3 において, トランスポンダを線形増幅器と見なし, 雑音がトランスポンダ受信部と地球局受信部で発生される白色ガウス雑音であることを想定すると, 全帯域幅 BT は

$$BT = \frac{BT_u \cdot BT_d}{\sqrt{BT_u^2 + BT_d^2}}, \quad (2.19)$$

全C/N Z_t (dB)は,

$$Z_t = -10 \log \left(BT_u 10^{-\frac{x}{10}} + BT_d 10^{-\frac{y}{10}} \right) \quad (2.20)$$

で与えられる. ただし,

x : ビット周期で正規化した上り回線C/N (dB)

y : ビット周期で正規化した下り回線C/N (dB)

BT_u : ビット周期と上り回線3dB フィルタ帯域幅の積

BT_d : ビット周期と下り回線3dB フィルタ帯域幅の積

である.

一般的な衛星回線諸元に従って,

$$BT_u \gg BT_d = 1 \quad (2.21)$$

を想定すると, $BER 10^{-4}$, 10^{-6} に対する所要C/N 特性として, 式(2.16)~(2.21)より図2.4 における破線(非再生中継の場合)が得られる. CCI Rではデジタル伝送の不稼動状態が $BER 10^{-3}$ 以上と定義されており, ある程度マージンを見込んだ値として, 基準とするスレッシュホールドBERを 10^{-4} , 10^{-6} と考えることとする.

2.3.2 降雨マージンの改善量

最初に，利得制御を行わない従来の衛星通信方式における降雨マージンについて考えると，降雨時には，降雨地の上り回線C/N x_3 (dB) は，

$$x_3 = x_0 - \alpha, \quad (2.22)$$

降雨地の下り回線C/N y_3 (dB) は，

$$y_3 = y_0 - \beta, \quad (2.23)$$

となる。前節で述べた3通りの回線状態を考えると，降雨マージンは

$$\begin{cases} M_u = x_0 - x_3 \\ M_d = y_0 - y_3 \end{cases} \quad (2.24)$$

となる。ただし，

$$P_{t,h} = g(x_3, y_0) = g(x_0, y_3) \quad (2.25)$$

である。

次に，準ミリ波帯（30/20GHz帯）の回線設計例を表2.1に示す。表2.1に従って，

$$\begin{cases} x_0 = 26 \\ y_0 = 19 \end{cases} \quad (2.26)$$

とし，パラメータとして，

$$\begin{cases} n = 4 \\ P_{t,h} = 10^{-6} \\ w_1 = w_2 = 1 \end{cases} \quad (2.27)$$

を仮定すると，式(2.13)より M_u , M_d 及び $M_u + M_d$ を，図2.5に示すように X の関数として表すことができる。式(2.15)に従って， $M_u + M_d$ が最大となる点を求めると， $X = 10.9$ (dB)， $M_u = 16.6$ (dB)， $M_d = 9.8$ (dB) である。この時、式(2.14)，(2.16)より $Y = 5.0$ (dB) であり，式(2.3)～(2.6)を用いると，VPCの結合度は降雨地に対して-0.3(dB)、非降雨地に対しては-16.9(dB)，VPDの結合度は降雨地に対して-1.2(dB)，非降雨地に対して-11.0(dB) である。一方，利得制御を行わない場合は式(2.24)より，

表2.1 準ミリ波帯回線諸元例

地球局 e. i. r. p. <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px 5px; margin-right: 5px;"> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="width: 10px; height: 10px; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></div> <div>地球局アンテナ 11.5mφ</div> </div> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="width: 10px; height: 10px; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></div> <div>送信電力 300 W</div> </div> </div> </div>	93 dBW
上り伝搬損失	213 dB
衛星アンテナ利得	35 dB
衛星受信雑音密度	-191 dBW/Hz
上り C / N (雑音帯域幅 100MHz)	26 dB
衛星 e. i. r. p. <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px 5px; margin-right: 5px;"> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="width: 10px; height: 10px; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></div> <div>衛星アンテナ 1mφ</div> </div> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="width: 10px; height: 10px; border: 1px solid black; margin-right: 5px;"></div> <div>送信電力 3W</div> </div> </div> </div>	40 dBW
下り伝搬損失	210 dB
地球局アンテナ利得	66 dB
地球局受信雑音密度	-203 dBW/Hz
下り C / N (雑音帯域幅 100MHz)	19 dB

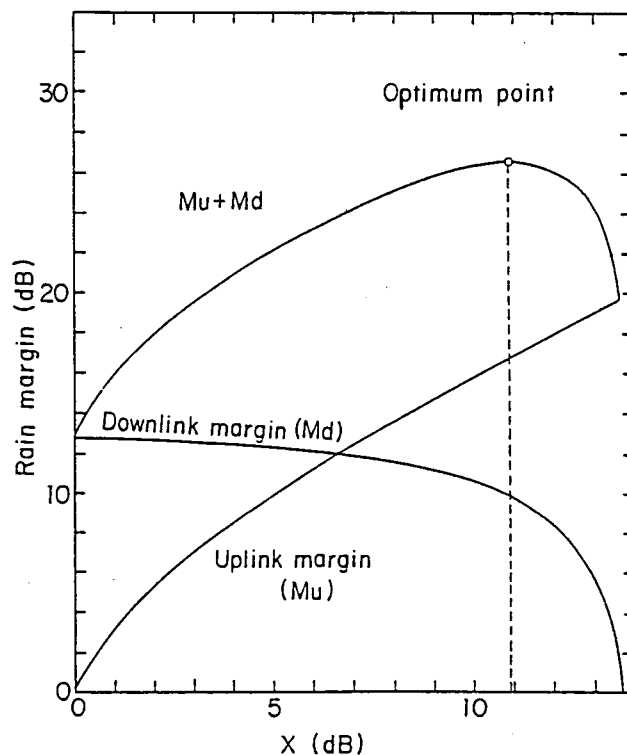


図 2.5 降雨マージン特性 (非再生中継)
 Fig. 2.5 Rain margin characteristics
 (non-regeneration).

$M_u = 13.6(\text{dB})$, $M_d = 7.3(\text{dB})$ であり, 利得制御による効果は, 上り回線に対して $3.0(\text{dB})$, 下り回線に対して $2.5(\text{dB})$ となる.

2. 4 再生中継を併用した場合の効果

一般にデジタル中継回線において再生中継を行うと雑音等の累積が妨げられ, 回線全体として所要 C/N の改善が行われるため, 衛星通信においても再生中継の提案がなされている⁽⁹⁾. しかしながら, 準ミリ波帯のように高い周波数帯では降雨に対して大きなマージンが配分されるため非降雨時の改善はほとんど意味がなく, 降雨時の改善効果が問題となるが, 降雨時に上り又は下り回線のみが劣化するような衛星回線においては再生中継による効果はほとんど期待できないことになる. 一方, アンテナ利得制御を行うと降雨時においても上り回線と下り回線の C/N の均衡が保たれるため, 再生中継を効果的に作用させることができる. 本節ではこの点について検討を行う.

P C M 信号が衛星上で再生中継される場合, 式(2.16)を用いると, 衛星回線全体の誤り率は次の通りとなる.

$$P_e(x_i, BT_u) \{ 1 - P_e(y_i, BT_d) \} + P_e(y_i, BT_d) \{ 1 - P_e(x_i, BT_u) \} \quad (2.28)$$

式(2.28)において,

$$BT_u = BT_d = 1 \quad (2.29)$$

を仮定すると, $BER 10^{-4}$, 10^{-6} に対する所要 C/N 特性として図2.4の実線(再生中継の場合)が求まる. 前節同様に表2.1の回線設計例を採用し, 式(2.26), (2.27)を仮定すると, 式(2.13)より M_u , M_d 及び $M_u + M_d$ を, 図2.6に示すように X の関数として表すことができる. 式(2.15)に従って, $M_u + M_d$ が最大となる点を求めると, $X = 14.1(\text{dB})$, $M_u = 19.9(\text{dB})$, $M_d = 12.6(\text{dB})$ である. この時, 式(2.14), (2.28)より $Y = 7.3(\text{dB})$ であり, 式(2.3) ~ (2.6) を用いると, V P C の結合度は非降雨地に対して $-20.1(\text{dB})$, 降雨地に対して $-0.1(\text{dB})$, V P D の結合度は非降雨地に対して $-13.3(\text{dB})$, 降雨地に対して $-0.7(\text{dB})$ である. 一方, 利得制御を行わない場合は, 式(2.24)より $M_u = 14.5(\text{dB})$, $M_d = 7.5(\text{dB})$ であり, 利得制御による効果は, 上り回線に対して $5.4(\text{dB})$, 下り回線に対して $5.1(\text{dB})$ となる.

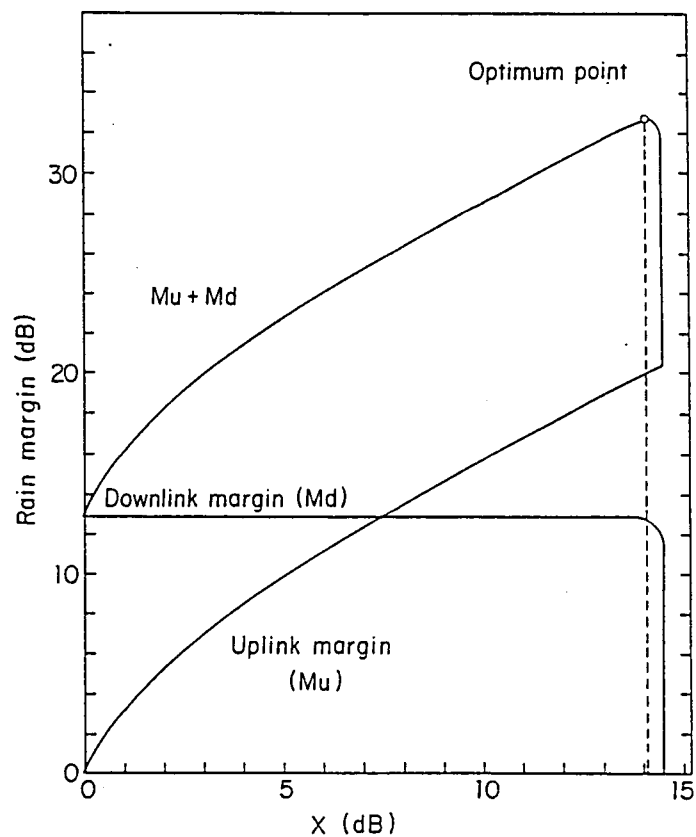


図 2. 6 降雨マージン特性 (再生中継)
Fig. 2. 6 Rain margin characteristics
(regeneration).

表 2. 2 アンテナ利得制御による C / N 改善量
(括弧内は利得制御をしない場合)

ホーン数	再生中継	C / N 改善量 (d B)			
		$P_{th} = 10^{-4}$		$P_{th} = 10^{-6}$	
		上り	下り	上り	下り
4	なし	3.1 (0)	2.6 (0)	3.0 (0)	2.5 (0)
	あり	6.0 (0.5)	5.4 (0.1)	6.3 (0.9)	5.3 (0.2)
8	なし	6.1 (0)	5.5 (0)	5.9 (0)	5.5 (0)
	あり	9.0 (0.5)	8.2 (0.1)	9.5 (0.9)	8.2 (0.2)

アンテナ利得制御を行わない従来の非再生中継の場合を基準として各方式の降雨マージン改善量を計算した結果を表 2.2に示す。本表は、アンテナ利得制御により等価的に降雨マージンの増加が可能であることを示している。

2.5 20GHz 帯可変電力分割器

アンテナ利得制御を実現する上で、VPC/VPDが一つの重要な要素技術である。ここでは、20GHz 帯 VPD の特性について実験結果を述べる。

2.5.1 20GHz 帯可変電力分割器 (VPD) の原理

搭載用の VPD としては次のような条件が要求される。

- (1) 軽量，小型，低消費電力
- (2) 耐環境性
- (3) 低挿入損
- (4) 遠隔制御性。

また、従来用いられている VPD の原理を大別すると次のようになる。

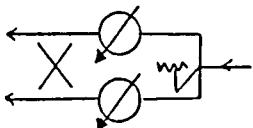
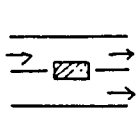
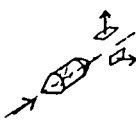
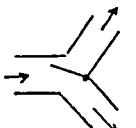
- (1) フェライトを使用したもの
- (2) ダイオードを使用したもの
- (3) 機械的に制御するもの。

表2.3 に従来の VPD (スイッチを含む) の特性を示す。ダイオードを使用した場合、常時電流を流しておく必要があるが高速応答性にすぐれている。機械式は広帯域、低損失等すぐれた特徴を有するが、信頼性、応答性に問題がある。フェライト移相器を用いた移相量可変 VPD は高い周波数帯でもかなり良好な特性を有しており、本目的に最も適すと考えられる。

フェライトを用いた代表的な回路構成を図2.7 に示す。本回路はマジック T のような同相で分割を行なうハイブリッド結合器と通路差形方向性結合器のように90° の位相差をもたせて分割を行なうハイブリッド結合器の間にラッチングフェライト移相器を挿入したものである⁽¹⁵⁾。

マジック T の S 行列は、

表2.3 V P Dの種類

	移相量可変形		方向性 結合器形	偏波 回転形	機械式
	ダイオード 移相器	フェライト 移相器			
原 理					
駆動方式	定常電流	パルス	パルス	定常電流	パルス
重 量 (g)	(300~400)	340	(100以下)	227	214.5*
比帯域 (%)	10	10	8	(10以上)	(10以上)
挿入損失 (dB)	0.5~2.0	0.3	0.6 以下	0.25	0.1
応答性 (μ sec)	10^{-3} ~10	0.1~30	(0.1~20)	(0.1~20)	(10^{-3} ~)
消費電力	0.1~5W	20~500J	300J	0.5W	(数W)
周波数帯 (GHz)	VHF ~ Xバンド	7.25~7.75	5.5~6.0	7.25~7.75	11.7~12.5
備 考	ダイオード 移相器の特 性を記載				機械式スイ ッチの資料 による。
文 献	[10]	[10] [11]	[12] [13]	[11]	[14]

* : 駆動部を含む
() 内の値は推定値

$$[S_1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

3 dB方向性結合器のS行列は、

$$[S_2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

である。また、移相器として挿入損、反射損が0の理想的な非可逆移相器を仮定すると、S行列は、

$$[S_3] = \exp(j \delta) \begin{pmatrix} 0 & \exp(-j \theta) \\ \exp(j \theta) & 0 \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

となる。式(2.32)における δ は固定移相分、 θ は可変移相分である。式(2.30)～(2.32)を用いると、各出力電力は入力電力を P_0 として、

$$\begin{cases} P_1 = \frac{P_0}{2} \{ 1 - \sin(\theta_1 - \theta_2) \} \\ P_2 = \frac{P_0}{2} \{ 1 - \sin(\theta_2 - \theta_1) \} \end{cases} \quad (2.33)$$

位相変化量は、

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_1 = \frac{\theta_1 + \theta_2 + \delta_1 + \delta_2}{2} + \frac{\pi}{4} \\ \phi_2 = \frac{\theta_1 + \theta_2 + \delta_1 + \delta_2}{2} + \frac{\pi}{4} \end{array} \right. \quad (2.34)$$

となる。ただし、 θ_1 、 θ_2 は図2.7 における2つの移相器の可変移相分を示し、 δ_1 、 δ_2 は固定移相分を示している。式(2.33)を用いて、 $10 \log \frac{P_1}{P_0}$ 及び $10 \log \frac{P_2}{P_0}$ の計算値を図2.8 に示す。 $\theta_2 - \theta_1$ を -90° から $+90^\circ$ まで変化させることにより、任意の結合度で電力分割が可能であることがわかる。

2.5.2 実験結果

移相器に使用している材料は三菱電機のL₁系フェライトG-LBで、材料定数は以下の通りである。

飽和磁化 : 4,200 Gauss

誘電率 : $\epsilon_r = 14$

$\tan \delta$: 3×10^{-3}

キュリー温度 : 525 °C

保磁力 : 2.80 e

角形比 : 0.93

移相器の形状を図2.9 に示す。実験では、移相量が約 10° 、 30° 、 50° の5種の移相器を使用した。これらの挿入損失及び移相量について、18.5、19.0、19.5 GHzにおいて測定した例を表2.4 に示す。さらにこれらの移相器を使用してVPDを構成し、その電力分割比を測定した例を図2.10、2.11に示す。また、19.5GHzにおける値に関して図2.7の計算値との比較を表2.5 に示す。

以上の検討により、フェライトを用いたVPDが広帯域にわたってほぼ原理通りに電力分割を行うことを確認した。

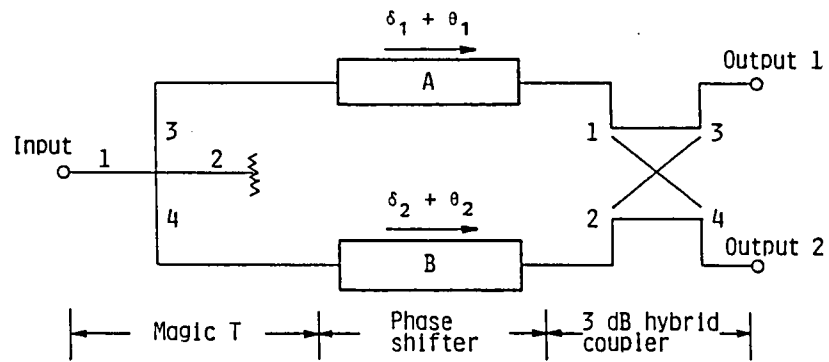


図 2.7 可変電力分割器の構成
Fig.2.7 Variable power divider configuration.

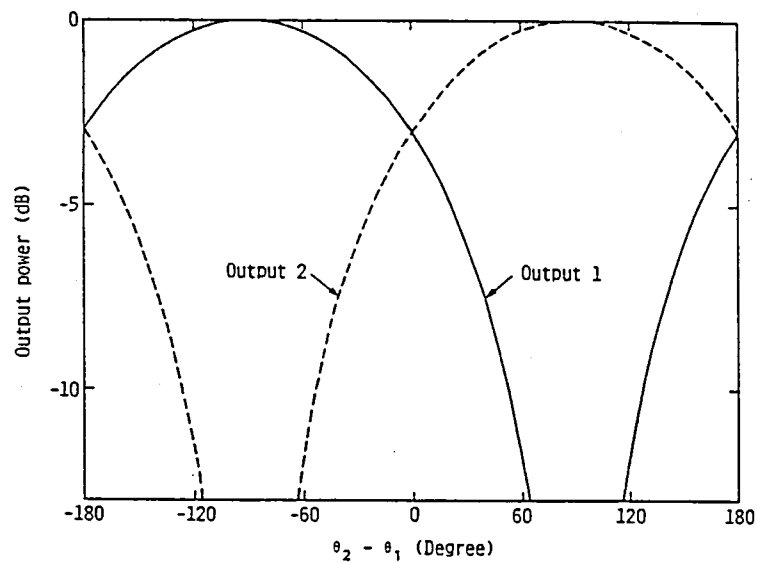


図 2.8 電力分割特性 (計算値)
Fig.2.8 Power division characteristics (computational results).

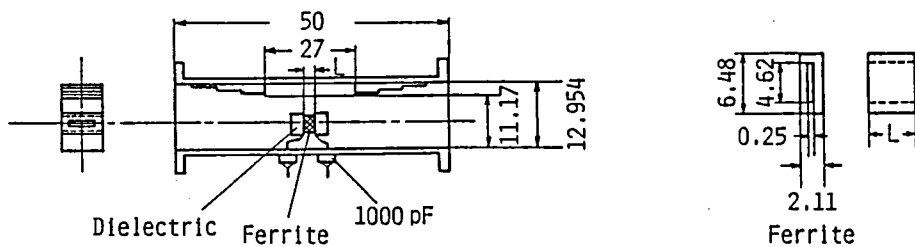


図 2.9 フェライトを用いた可変移相器
Fig.2.9 Phase shifter with Ferrite

表2.4 移相器の特性

移相器番号	移相設計値 (度)	移相値 (度)	挿入損失 (dB)
1	10 (L=1mm)	8.2~9.5	0.11~0.18
2	10 (")	8.6~9.3	0.16~0.18
3	30 (L=3mm)	30.5~31.6	0.25~0.27
4	30 (")	32.5~33.5	0.26~0.31
5	50 (L=5mm)	47.5~47.7	0.20~0.32

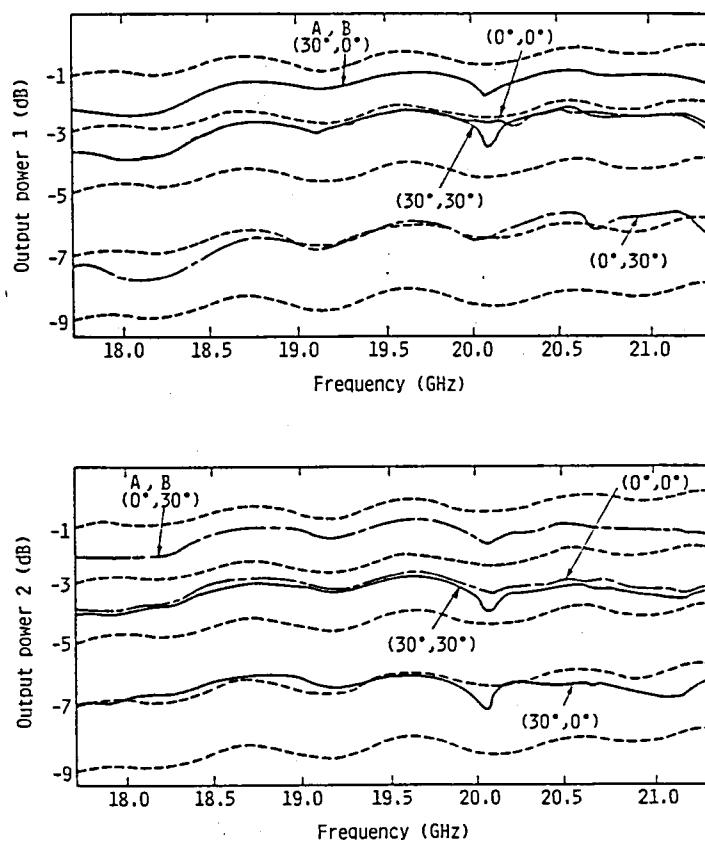


図2.10 電力分割特性 (実験値)
Fig. 2.10 Power division characteristics
(experimental results).

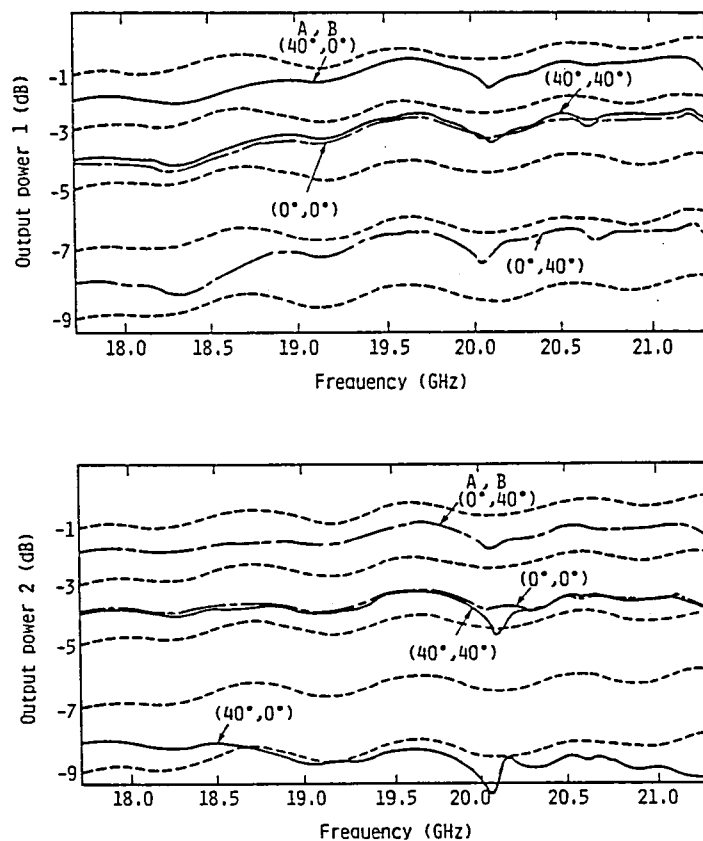


図 2.1 1 電力分割特性 (実験値)
Fig. 2.11 Power division characteristics
(experimental results).

表 2.5 VPD の特性

移相値 (度)		出 力 (d B)			
A	B	計 算 値		実 験 値	
		出力 1	出力 2	出力 1	出力 2
0	0	3.0 1	3.0 1	3.2	3.6
3 0	0	1.2 5	6.0 2	1.7	7.1
0	3 0	6.0 2	1.2 5	6.9	1.7
0	0	3.0 1	3.0 1	3.5	4.1
4 0	0	0.8 4	7.4 8	1.4	9.2
0	4 0	7.4 8	0.8 4	7.4	1.7

2.6 第2章のまとめ

降雨に応じて搭載アンテナの利得を制御する方式を新たに考案し、検討を行った。主な検討結果は次のとおりである。

- (1) アンテナ利得を制御するためのVPC/VPDの制御則として、上り、下りの降雨マージンの和を最大とする方法を採用した場合の降雨マージンの改善量を明らかにした。たとえば4ホーンのアンテナを想定すると改善量は上り回線に対して3.0dB、下り回線に対して2.5dBである。
- (2) 再生中継との併用により、相乗効果が得られることを明らかにした。従来の方式に再生中継を適用してもほとんど改善は得られないが、たとえば、本章で述べた4ホーンのアンテナを想定すると、改善量は上り回線に対して5.4dB、下り回線に対して5.1dBである。これは非再生中継に比べて、上り、下り各回線に対して約2.5dBの改善となる。
- (3) ラッチングフェライト移相器を使用することにより、20GHz帯で広帯域低挿入損失の可変電力分割器の実現性を確認した。

以上により、アンテナ利得制御が準ミリ波帯における降雨による不稼働率を改善する上で1つの有望な方式であることを明らかにした。本検討に基いて、4ホーンマルチホーンアンテナの実験が行われた結果、原理通りにアンテナ利得の制御が可能であることが確認されている⁽¹⁶⁾。

第3章 マルチビーム通信用多端子結合形回路網

3.1 緒言

通信衛星におけるマルチビームアンテナの適用は、衛星のe. i. r. p. 及び G/Tを向上させ、伝送特性及び降雨等による不稼働率の改善に大きな効果を有しており、さらには割当周波数の再利用を可能とするため、周波数有効利用の面でも有利である。通信衛星に対してスポットビームアンテナを適用するためには、新たに、各ビームの間を相互に切替接続するための手段を講じる必要がある。相互接続を実現するためには、アンテナと送受信機間で切替を行うか、あるいはトランスポンダ内で送受信機間の切替を行う必要があり、これを、

(1) R F 切替方式

(2) I F 切替方式

と呼ぶこととする。R F 切替方式は、トランスポンダ受信部前段及びトランスポンダ高出力増幅部後段にR F スイッチを使用するものである⁽¹⁷⁾。この方式は、切替系が複雑になるに従って、その電力損失が衛星のe. i. r. p. 及び G/Tを低下させるという問題点を有している。一方、I F 切替方式は、各ビームに対応した受信器・送信器間をI F 段に設置したマトリクススイッチにより相互接続するものである^(18, 19)。この方式は、各ビームにトランスポンダを固定的に対応させるため、スポットビーム間で通信需要に不均衡がある場合に、トランスポンダの空き時間が発生するという難点を有している。そこで、これらの欠点を克服する手段が各種考案された。

一つは、R F 切替方式の考え方からのアプローチで、能動形フェーズドアレーアンテナを使用してスポットエリアを時分割で高速ビーム走査する方法である⁽²⁰⁾。これは、送信出力が直接放射されるため電力損失が少なく、かつ多数のアレイ素子でビームを形成するためアレイ素子の故障の影響が少ないという特長を有している。しかし、本方式はフェーズドアレーアンテナを構成する素子数が増大し、給電系を含むアンテナの構成が非常に複雑になるという欠点を有している。そこで、本章では、アンテナの構成をあまり複雑にすることなく、ビーム走査と等価の機能を実現するための衛星中継系の構成として、多端子結合形ビーム切替回路網(B S N)の適用を提案する⁽²¹⁾。ここで取り上げる多端子結合形B S Nは、多端子方向性結合器(M D C)、高速移相器、電力増幅素子及び電力分割器

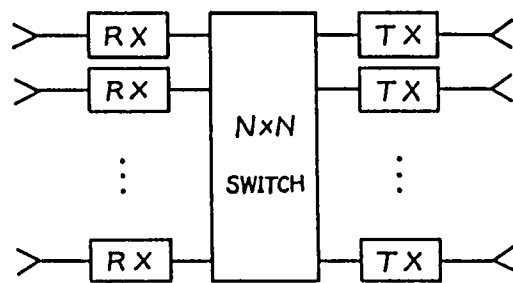
(または電力合成器)より構成され、低レベルでの1ビットまたは2ビットという単純な位相制御により、効率のよいビーム切替及びビーム合成を実現するものである。本BSNを実現する上で重要な機能を有するMDCは、複数のハイブリッド結合器を用いて構成したもので、従来、フェーズドアレーを用いたマルチビームアンテナへの適用を目的としたバトラーマトリクスに関連して検討された例⁽²²⁾はあるが、本章が目的とする高速ビーム切替及び合成回路として検討された例はない。

次は、IF切替方式の考え方からのアプローチで、マルチビームを共通増幅する送信系の適用である。すなわち、マルチビームの全ビームを共通増幅するデバイスを実現することができれば、IF切替の時点で出力のないビーム電力を他の出力ビームに融通することが等価的に可能となり、トランスポンダ電力の効率的利用が可能となる。これを実現する方法は、RF切替方式のアナロジーとして、一次放射系をマルチホーンとした能動形空間給電アレーアンテナと多端子結合形ビーム共通増幅回路網(BCN)を考えることができる^(23, 24, 25, 26)。この内、多端子結合形BCNは、2組のMDCと各MDCの入出力端子間に接続する電力増幅素子より構成され、簡易な構成の下に能動形空間給電アレーアンテナと同様の機能を発揮することができる。

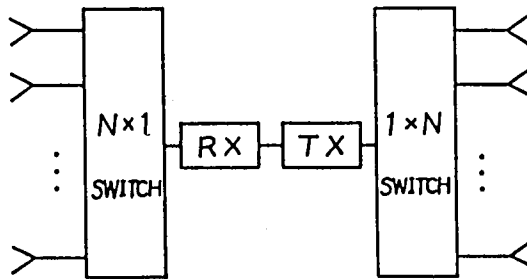
本章では、3.2節において、搭載アンテナビーム切替の概念及び切替系の構成法を明らかにする。次に、3.3節において搭載アンテナビーム切替に適用するための多端子結合形ビーム切替回路網を提案し、その構成及び動作原理を明らかにする。3.4節においては、試作した8出力多端子結合形ビーム切替回路の特性を明らかにする。また、3.5節においては、多端子結合形ビーム共通増幅回路網を提案し、その構成及び動作原理を明らかにする。3.6節においては、試作した8出力多端子結合形ビーム共通増幅回路の特性を明らかにする。

3.2 搭載アンテナビーム切替系の構成

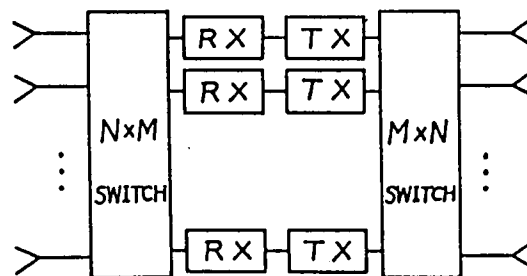
マルチビームアンテナを搭載した通信衛星においては、各ビーム間を相互接続する必要があり、時分割で切替接続する方法としては、原理的に3通りに分類することができる。この3つの方法を図3.1に示す。(a)のIF切替方式は $N \times N$ のマトリクススイッチを使用



(a) I F 切替方式



(b) 1 ビーム R F 切替方式



(c) 複数ビーム R F 切替方式

図3.1 ビーム間相互接続方法の分類
Fig.3.1 Category of interbeam-connection methods.

表3.1 マルチビーム衛星切替方式の比較

	切替回路の 接点数	トランスポンダの 台数	トランスポンダの 使用率	地球局の 使用率
I F 切替	N^2	N	小	大
1 ビーム R F 切替	$2N$	1	大	小
複数ビーム R F 切替	$2MN$	$M (< N)$	中	中

し、受信部及び送信部の中間部でトランスポンダの切替接続を行うものである。(b)は受信部の前段及び送信部の後段にスイッチを用いてビームの切替接続を行うもので、前節で述べたフェーズドアレーアンテナを使用した方式が該当する。(c)は受信部の前段及び送信部の後段に $N \times M$ 及び $M \times N$ のマトリクススイッチを用いてビーム・トランスポンダ間の切替接続を行うものである⁽²⁷⁾。(b)は(c)において $M = 1$ とした場合と考えることもできる。各方式の特徴は表3.1のように示すことができる。切替回路の接点数、トランスポンダ台数は重量、信頼性と密接な関係があり少ない程良いと考えられるが、トランスポンダ台数が少なくなると1台当たりの伝送容量を大きくする必要があるため、特に(b)は制約が大きい。また、表3.1の評価項目の中でビーム間のトラヒックに不均衡があった場合のトランスポンダ及び地球局の使用率は各方式の特徴を最も端的に示すものである。すなわち、(b)は1本のトランスポンダを原理的には100%使用できるのに対して、(a)は最大トラヒックのビームによって制限され、最大トラヒックのビーム方向のトランスポンダ以外は100%使用することが不可能となる。(c)は(a)と(b)の中間の性質を有している。これについて下記に数式による取扱いを示す。最初に、次のトラヒック行列を導入する。

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & \cdots & d_{1N} \\ d_{21} & d_{22} & \cdots & d_{2N} \\ & & \cdots & \\ d_{N1} & d_{N2} & \cdots & d_{NN} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

ここで、要素 d_{ij} は i 番目のビームから j 番目のビームに伝送されるトラヒック量を示している。ここで、各要素の和を次のように定義する。

$$\begin{cases} R_j = \sum_{i=1}^N d_{ij} & S_i = \sum_{j=1}^N d_{ij} \\ T = \sum_{j=1}^N R_j = \sum_{i=1}^N S_i \end{cases} \quad (3.2)$$

R_j は j 番目のビームに伝送される全トラヒック、 S_i は i 番目のビームから伝送される全トラヒックである。 T_{min} を最も効率的なスイッチスケジューリングで全トラヒックを伝送するために必要なフレーム長であると定義すると、各方式に対して T_{min} は次のように表わすことができる。

(a)に対しては⁽¹⁹⁾,

$$T_{min} = T_D = \max(R_i, S_i); i = 1, \dots, N \quad (3.3)$$

(b)に対しては,

$$T_{min} = T,$$

(c)に対しては,

$$T_{min} = \max\left(R_i, S_i, \frac{T}{M}\right) = \max\left(T_D, \frac{T}{M}\right); i = 1, \dots, N \quad (3.4)$$

となる.

式(3.3), (3.4)で定義される最小フレーム長を用いると, トランスポンダと地球局の使用率 η_1, η_2 は次のように定義できる.

$$\eta_1 = \frac{T}{M T_{min}}, \quad \eta_2 = \frac{T}{N T_{min}} \quad (3.5)$$

η_1, η_2 がビーム数 M によってどのように影響を受けるかを図3.2に示す.

次に $N \times M$ の切替接続回路の構成について述べる. 入力側と出力側は対称であるので出力側について述べる. 図3.3に2つの構成例を示す. (a)は完全非閉そくの接続を実現しているものであり, (b)は各入力接続方向に制限を設けたものである⁽²⁰⁾. (b)は構成が単純であるが, どのトランスポンダの故障も許されないのに対して, (a)は構成が複雑になっているが, いくつかのトランスポンダが故障したとしても特定の方向に対する接続が不可となることはない. (a)と(b)との中間的な構成を図3.4(a), (b)に示す. それぞれ, 各出力方向に対して2台のトランスポンダを接続することを可能としている. 各構成について, 回路構成の複雑さ, トランスポンダと地球局の使用率, 各トランスポンダの故障の影響度の観点から比較を行うと, 表3.2のようになる. 次節において, これらの中継系を実現するハードウェアの提案を行う.

3.3 多端子結合形ビーム切替回路網

3.3.1 多端子方向性結合器(MDC)

本論文で取り上げるMDCは, 入力端子数, 出力端子数とも M で, 任意の入力端子から

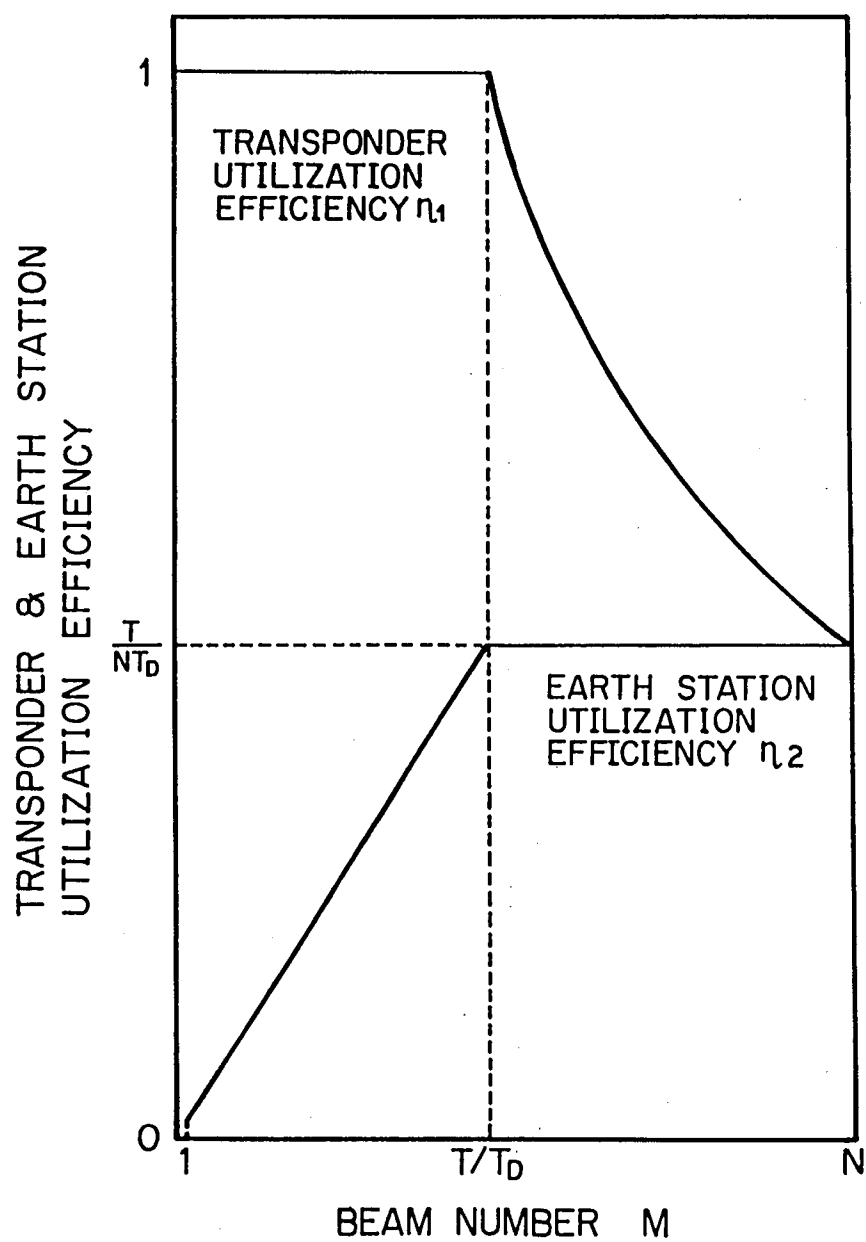


図3.2 中継器・地球局の使用率
Fig.3.2 Utilization efficiency of transponder and earth station.

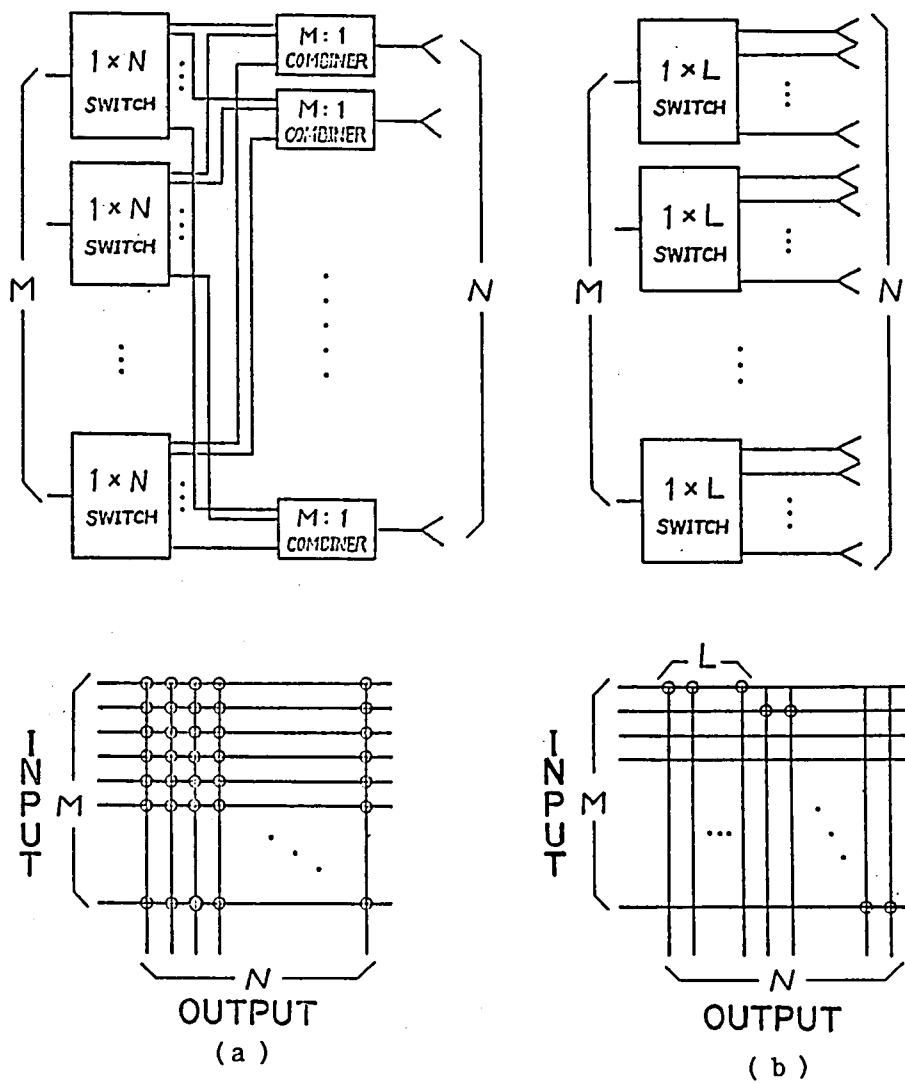


図3.3 切替回路の構成 I

Fig.3.3 Switching network configuration I.

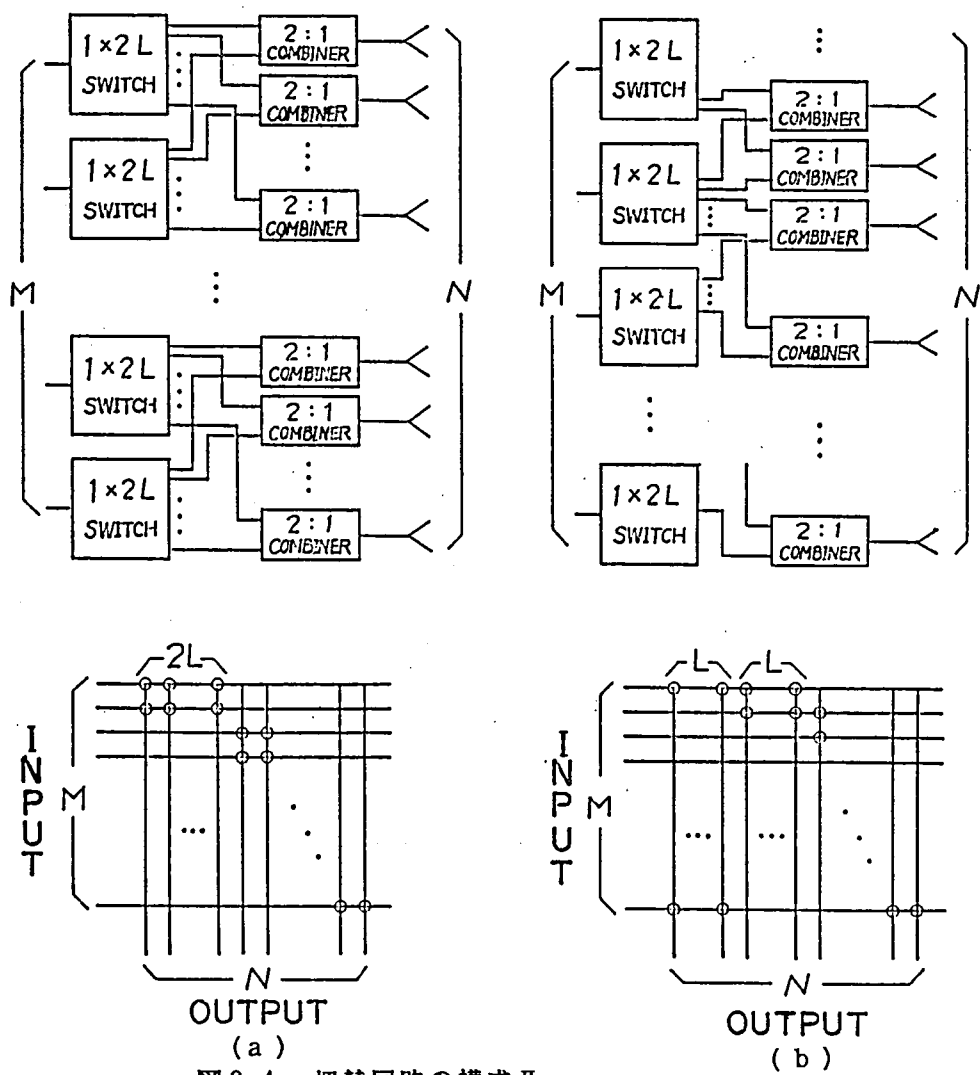


図 3.4 切替回路の構成 II

Fig. 3.4 Switching network configuration II.

表3.2 ビーム切替系構成法の比較

	切替系マトリクスの の接点数	全トラヒックを伝送する のに必要なフレーム長	各トランスポンダの 故障の影響度
図 3. 3 (a)	$2 M N$	$\max (T_D, \frac{T}{M})$	$1 - R^M$
図 3. 3 (b)	$2 L M$	T_{D1}	R^M
図 3. 4 (a)	$4 L M$	$\max (T_D, T_{D2})$	$(2 R - R^2)^{\frac{M}{2}}$
図 3. 4 (b)	$4 L M$	T_{D3}	R_x

$$\cdot T_{D1} = \max (\sum_L R_i, \sum_L S_i)$$

$$\cdot T_{D2} = \max (\frac{1}{2} \sum_{2L} R_i, \frac{1}{2} \sum_{2L} S_i)$$

$$\cdot T_{D3} \text{ については, シミュレーションにより } T_{D1} \geq T_{D2} \geq T_{D3} \geq \max (T_D, \frac{T}{M})$$

を確認しているが未証明である.

$$\cdot R_x = \sum_{m=0}^{M/2} \{ K_m p^{M-m} (1-p)^m \}$$

$$K_0 = 1, K_1 = M$$

$$K_m = \sum_{i=0}^{M-2m} \{ (M-2m+2-i)_{m-2+i} C_{m-2} \}; m \geq 2$$

の入力が、常に出力端子に L 等分されるような受動素子である。これまで、 $M = 2^m \cdot 3^n$ (m, n は 0 以上の整数) の場合について構成例が報告されている⁽²²⁾。本論文では、実用としての観点から $M = 2^m$ の場合に限って述べることにする。図3.5 (a)に $M = 2$ すなわち 4 端子の場合、図3.5 (b)に $M = 4$ すなわち 8 端子の場合の構成例を示す。ハイブリッド結合器 (HYB) としては、方向性結合器等の 90° HYB、マジック T 等の 180° HYB を使用することができる。図3.5 (a), (b)の下方に示した図は、表示を簡単化するために、結合の生じている部分を縦実線で示したものである。本表示における端子間の位相関係は、 90° HYB に対して図3.6 (a)、 180° HYB に対して図3.6 (b)のように定義する。本表示を用いると、一般に、 $M = 2^m$ の場合に対して、MDCの構成は、図3.7 に示すように 1 段目 (1 st stage) は隣接間、2 段目 (2 nd stage) は 1 つ飛ばし、3 段目 (3 rd stage) は 3 つ飛ばし、 i 段目は $(2^{i-1}-1)$ 飛ばしで結合させることにより構成することができる。この時、必要とされる HYB の数 a_m は、

$$a_m = m 2^{m-1} \quad (3.6)$$

である。

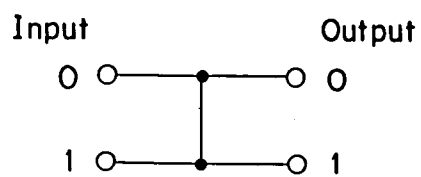
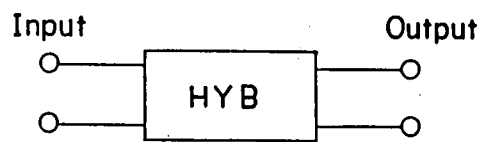
次に、図3.7 に示した MDC における入力側 h 端子の入力電圧 E_{ih} と出力側 k 端子の出力電圧 E_{ok} の関係を Transfer 行列 $\{T_{kh}^{(m)}; h = 0, \dots, 2^m - 1, k = 0, \dots, 2^m - 1\}$ を用いて、

$$E_{ok} = T_{kh}^{(m)} E_{ih} \quad (3.7)$$

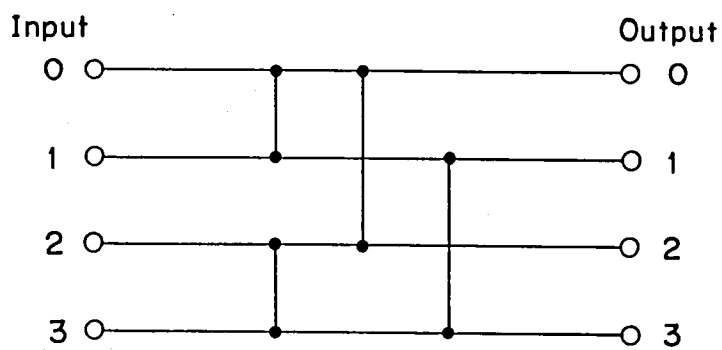
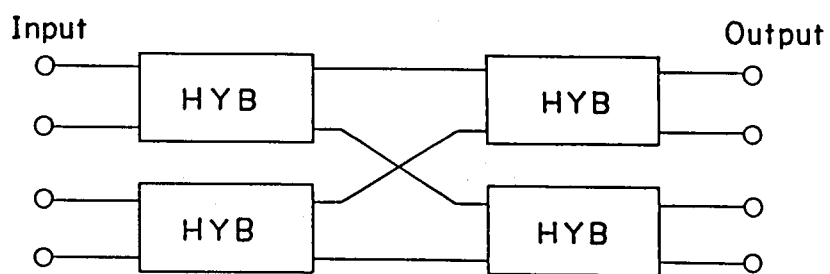
と表わすことにする。この時、MDC を 90° HYB で構成すると、 $m = 1$ に対しては、 90° HYB の特性として、

$$T_{kh}^{(1)} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}; & h = k \\ \frac{j}{\sqrt{2}}; & h \neq k \quad (h = 0, 1, k = 0, 1) \end{cases} \quad (3.8)$$

$m = 2$ に対しては、



(a) 4 ports



(b) 8 ports

図3.5 MDCの構成
Fig.3.5 MDC configuration.

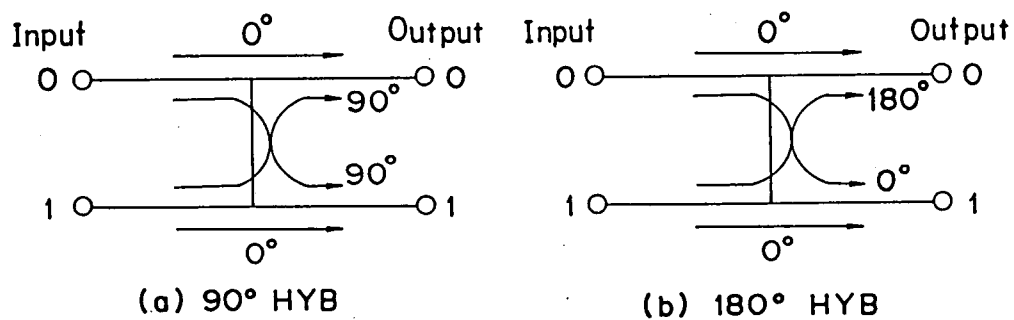


図3.6 HYB入出力端子間の位相関係
Fig.3.6 Phase relation between HYB input and output ports.

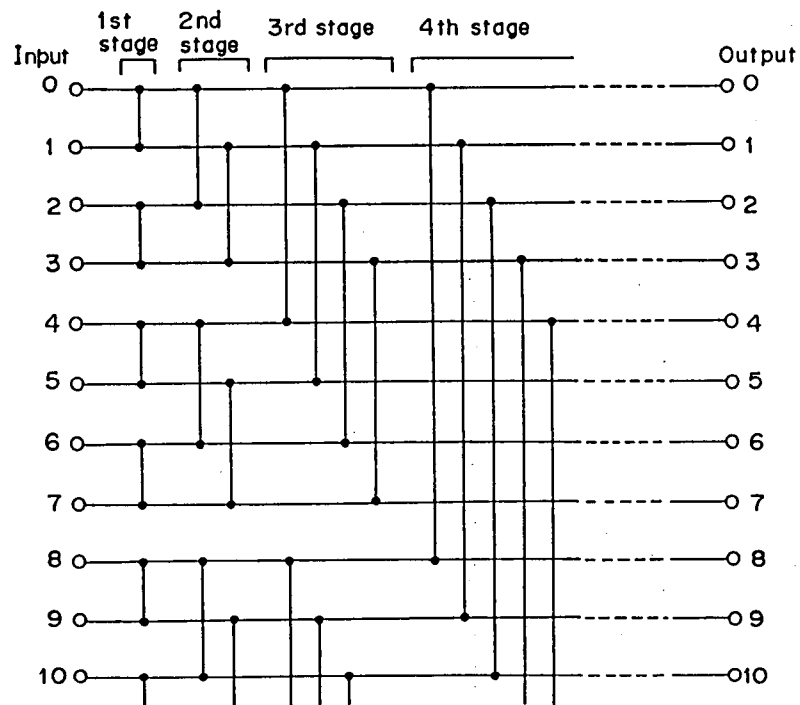


図3.7 MDCの構成
Fig.3.7 MDC configuration.

$$T_{kh}^{(2)} = \begin{cases} \frac{1}{2}; h = k \\ \frac{j}{2}; (h = 0 \text{ or } 3, k = 1 \text{ or } 2), \\ \quad (h = 1 \text{ or } 2, k = 0 \text{ or } 3) \\ -\frac{1}{2}; (h = 0, k = 3), (h = 1, k = 2), \\ \quad (h = 2, k = 1), (h = 3, k = 0) \\ (h = 0, 1, 2, 3, k = 0, 1, 2, 3) \end{cases} \quad (3.9)$$

となる。ここで、 h, k を2進数表示、すなわち、0または1のみをとる r_i 及び s_i を用いて、

$$\left. \begin{aligned} h &= r_0 + r_1 2 + r_2 2^2 + \dots \\ k &= s_0 + s_1 2 + s_2 2^2 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

と表示すると、式(3.8)、(3.9)は次のように表示することができる。

$$T_{kh}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp \left[j \frac{\pi}{2} r_0 \oplus s_0 \right] \quad (3.11)$$

$$T_{kh}^{(2)} = \frac{1}{2} \exp \left[j \frac{\pi}{2} (r_0 \oplus s_0 + r_1 \oplus s_1) \right] \quad (3.12)$$

ただし、 \oplus は排他的論理和を示し、

$$r \oplus s = \begin{cases} 0; r = s \\ 1; r \neq s \end{cases} \quad (3.13)$$

である。式(3.11)、(3.12)は、図3.7に示す $M = 2^m$ に対して、

$$T_{kh}^{(m)} = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{m-1} r_i \oplus s_i \right] \quad (3.14)$$

$$(h = 0, 1, \dots, 2^m - 1, k = 0, 1, \dots, 2^m - 1)$$

となることが証明される。(付録B)。

同様に、MDCを 180° HYBで構成した場合に対しては、

$$T_{kh}^{(m)} = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp \left[j \pi \sum_{i=0}^{m-1} r_i \wedge \bar{s}_i \right] \quad (3.15)$$

$$(h = 0, 1, \dots, 2^m - 1, k = 0, 1, \dots, 2^m - 1)$$

と表示することができる。ただし、 \wedge は論理積、 $-$ は否定を示す。

3.3.2 多端子結合形ビーム切替回線網 (BSN)

図3.8 に多端子結合形BSNの構成を示す。電力分割器(PD)とMDCの間に移相器(PS)と電力増幅素子(Amp)を接続したものを並列に接続している。Inputからの信号は一旦PDで分割された後、PS, Ampを経由し、MDCで再び結合されOutputに出力される。同図は、通信衛星等のトランスポンダ送信側に適用するための構成を示す。受信側に適用するためには、対称の構成を考えることにより可能である。図3.8中のPDとして、図3.9に示すMDCの入力側0端子を入力端子としたものを用いるとすると、Transfer係数はMDCのTransfer係数を用いて $T_{ho}^{(m)}$ と表わすことができる。さらに、各移相器は移相量が $\theta_0, \dots, \theta_{m-1}$ で損失がなく、各電力増幅素子は電圧利得が A_0, \dots, A_{m-1} で位相変化なしと仮定すると、入力電圧 E_i に対して、 k 端子における出力電圧は次のように表される。

$$E_{ok} = E_i \sum_{h=0}^{m-1} T_{kh}^{(m)} T_{ho}^{(m)} A_h \exp(j\theta_h) \quad (3.16)$$

ここで、各電力増幅素子の電圧利得がすべて A であるとする、出力電力 P_k は、

$$P_k = \frac{|E_{ok}|^2}{2R} = P_{in} A^2 \left| \sum_{h=0}^{m-1} T_{kh}^{(m)} T_{ho}^{(m)} \exp(j\theta_h) \right|^2 \quad (3.17)$$

となる。ただし、 P_{in} は入力電力($E_i^2 / 2R$)を示す。

以下では、PD及びMDCを 90° HYBで構成した場合について考えることとする。

式(3.14)を式(3.17)に代入すると、

$$P_k = \frac{P_{in} A^2}{M^2} \left| \sum_{h=0}^{m-1} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{m-1} (r_i \oplus s_i + r_i) + j\theta_h \right] \right|^2 \quad (3.18)$$

となる。ここで、式(3.18)の指数部中の値を、

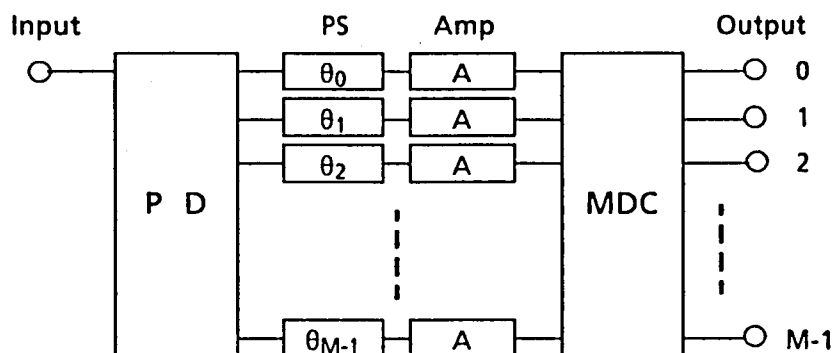


図 3. 8 多端子結合形 B S N の構成
Fig. 3. 8 Multiport-coupling BSN configuration.

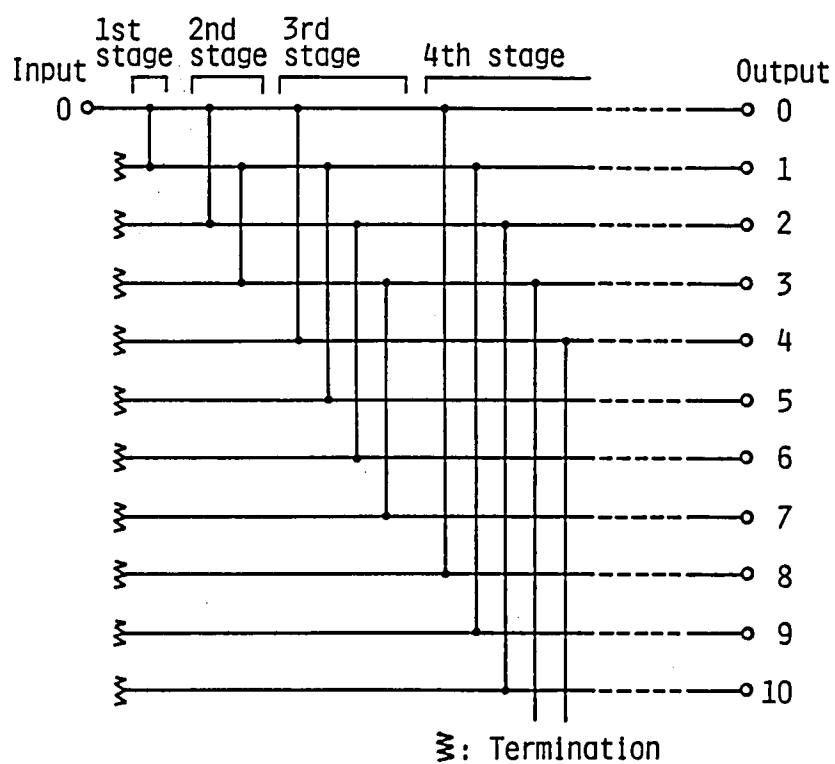


図 3. 9 P D の構成
Fig. 3. 9 PD configuration.

$$E(h, k) = \sum_{i=0}^{m-1} (r_i \oplus s_i + r_i) \quad (3.19)$$

のように $E(h, k)$ で定義する.

最初に, 出力電力を 1 出力端子に集中させることを考える. (k_1) 出力端子に出力電力を集中させるためには,

$$P_{k_1} = P_{in} A^2 \quad (3.20)$$

となる必要がある. すなわち, 式(3.18)より k_1 に対して,

$$\left| \sum_{h=0}^{M-1} \exp \left[j \frac{\pi}{2} E(h, k_1) + j \theta_h \right] \right| = M \quad (3.21)$$

となる必要がある. 一方, 指数関数の性質により,

$$\left| \sum_{h=0}^{M-1} \exp \left[j \frac{\pi}{2} E(h, k) + j \theta_h \right] \right| \leq M \quad (3.22)$$

であるから, 式(3.21)の条件を満足するためには, k_1 に対応する $\{s_i\}$ 及び任意の h に対応する $\{r_i\}$ に対して, 式(3.21)左辺中の M 個の指数関数

$$\exp \left[j \frac{\pi}{2} E(h, k_1) + j \theta_h \right] \quad (3.23)$$

が, すべて同位相となることが必要十分条件である. そこで, 出力電力を (k_1) 出力端子に集中させるための θ_h を $\theta_h(k_1)$ で示し,

$$\theta_h(k_1) = \frac{\pi}{2} \left[\xi(k_1) - E(h, k_1) \right] \quad (3.24)$$

ただし, $\xi(k_1)$ は k_1 に対応する $\{s_i\}$ に対して,

$$\xi(k_1) = \begin{cases} 0 & ; \sum_{i=0}^{m-1} s_i : \text{偶数} \\ 1 & ; \sum_{i=0}^{m-1} s_i : \text{奇数} \end{cases} \quad (3.25)$$

とすると, 式(3.23)は

$$\exp \left[j \frac{\pi}{2} \xi(k_1) \right] \quad (3.26)$$

となり、任意の h に対して同位相となる。一方、式 (3.24) で与えられる $\theta_h (k_1)$ は常に π の整数倍となっていることを証明することができる (付録 C)。従って、 $0, \pi$ の 1 ビット移相器により、出力電力を 1 出力端子に集中させることができる。1 例として、 $M = 16$ の場合について、

$$\theta_h = \frac{2}{\pi} \theta_h (k_1) \quad (3.27)$$

の計算結果を表 3.3 に示す。ただし、 $0 \leq \theta_h (k_1) < 2\pi$ となるように、モジュロ 4 で示した。表 3.3 は、ビーム切替を $0, \pi$ の 1 ビット移相器で実現している。

次に、本 BSN をビーム合成回路、すなわち、2 または 4 の出力端子から同時出力させる場合を考える。まず、 (k_1, k_2) 出力端子に等しく出力する場合の各移相器の移相量 $\theta_h (k_1, k_2)$ について述べる。 (k_1, k_2) 出力端子に等しく出力するということは、

$$P_{k_1} = P_{k_2} = \frac{P_{1n} A^2}{2} \quad (3.28)$$

すなわち、 k_1, k_2 に対して、式 (3.18), (3.19) より、

$$\left| \sum_{h=0}^{M-1} \exp \left[j \frac{\pi}{2} E(h, k) + j \theta_h \right] \right| = \frac{M}{\sqrt{2}} ; \quad k = k_1, k_2 \quad (3.29)$$

となることが必要十分条件である。これは、 M 個の指数関数式 (3.23) のうち、 $M/2$ 個が同位相、他の $M/2$ 個がこれと直交する同位相をとることにより実現できる。本条件を満足する

$$\theta_h = \frac{2}{\pi} \theta_h (k_1, k_2) \quad (3.30)$$

は、経験的に得られたアルゴリズム (付録 D) より、 $M = 16$ に対して、表 3.4 のように求めることができる。ここで、 k_1, k_2 に固有の定数 $\eta(k_1)$, $\eta(k_2)$ を用いると、表 3.3, 3.4 の各値は、

表3.3 1ビーム出力のための位相設定値 θ_h

		移相器番号 (h)															
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
出力端子 (k)	0	0	2	2	0	2	0	0	2	2	0	0	2	0	2	2	0
	1	2	2	0	0	0	0	2	2	0	0	2	2	2	2	0	0
	2	2	0	2	0	0	2	0	2	0	2	0	2	2	0	2	0
	3	2	2	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	2	2	2	2
	4	2	0	0	2	2	0	0	2	0	2	2	0	0	2	2	0
	5	2	2	0	0	2	2	0	0	0	0	2	2	0	0	2	2
	6	2	0	2	0	2	0	2	0	0	2	0	2	0	2	0	2
	7	0	0	0	0	0	0	0	0	2	2	2	2	2	2	2	2
	8	2	0	0	2	0	2	2	0	2	0	0	2	0	2	2	0
	9	2	2	0	0	0	0	2	2	2	2	0	0	0	0	2	2
	10	2	0	2	0	0	2	0	2	2	0	2	0	0	2	0	2
	11	0	0	0	0	2	2	2	2	0	0	0	0	2	2	2	2
	12	2	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2
	13	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2	2
	14	0	2	0	2	0	2	0	2	0	2	0	2	0	2	0	2
	15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

表3.4 2ビーム出力のための位相設定値 θ_h

		位相器番号 (h)															
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
出力端子 (k)	0 1	3	2	1	0	1	0	3	2	1	0	3	2	3	2	1	0
	2 3	2	1	2	1	3	0	3	0	0	3	0	3	2	1	2	1
	4 5	2	1	0	3	2	1	0	3	0	3	2	1	0	3	2	1
	6 7	1	0	1	0	1	0	1	0	3	2	3	2	3	2	3	2
	8 9	2	1	0	3	0	3	2	1	2	1	0	3	0	3	2	1
	10 11	1	0	1	0	3	2	3	2	1	0	1	0	3	2	3	2
	12 13	1	0	3	2	1	0	3	2	1	0	3	2	1	0	3	2
	14 15	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3
	0 2	3	1	2	0	1	3	0	2	1	3	0	2	3	1	2	0
	2 4	2	0	3	1	1	3	0	2	0	2	1	3	3	1	2	0
	4 6	2	0	1	3	2	0	1	3	0	2	3	1	0	2	3	1
	6 8	2	0	1	3	1	3	2	0	3	1	0	2	0	2	3	1
	8 10	2	0	1	3	0	2	3	1	2	0	1	3	0	2	3	1
	10 12	0	2	1	3	3	1	2	0	0	2	1	3	3	1	2	0
	12 14	1	3	0	2	1	3	0	2	1	3	0	2	1	3	0	2
	1 3	2	2	1	1	0	0	3	3	0	0	3	3	2	2	1	1
	3 5	1	1	2	2	0	0	3	3	3	3	0	0	2	2	1	1
	5 7	1	1	0	0	1	1	0	0	3	3	2	2	3	3	2	2
	7 9	1	1	0	0	0	0	1	1	2	2	3	3	3	3	2	2
	9 11	1	1	0	0	3	3	2	2	1	1	0	0	3	3	2	2
	11 13	3	3	0	0	2	2	1	1	3	3	0	0	2	2	1	1
	13 15	0	0	3	3	0	0	3	3	0	0	3	3	0	0	3	3

表3.5 4ビーム出力のための位相設定値 θ_h

				移相器番号 (h)													
				0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
出力端子 (k)	0	1	2	3	2	1	1	0	0	3	3	2	0	3	3	2	2
	2	3	4	5	2	1	3	2	1	0	0	3	0	3	1	0	3
	4	5	6	7	1	0	0	3	1	0	0	3	3	2	2	1	3
	6	7	8	9	1	0	0	3	0	3	1	0	2	1	3	2	3
	8	9	10	11	1	0	0	3	3	2	2	1	1	0	0	3	3
	10	11	12	13	3	2	0	3	2	1	1	0	3	2	0	3	2
	12	13	14	15	0	3	3	2	0	3	3	2	0	3	3	2	0

$$\theta_h(k_1, k_2) = \arg \left\{ e^{j[\theta_h(k_1) + \eta(k_1)]} + e^{j[\theta_h(k_2) + \eta(k_2)]} \right\} \quad (3.31)$$

を満足している。

次に、 (k_1, k_2, k_3, k_4) 出力端子に等しく出力する場合の各移相器の移相量 $\theta_h(k_1, k_2, k_3, k_4)$ についても同様に考えることができ、 (k_1, k_2, k_3, k_4) 出力端子に等しく出力するということは、

$$P_{k_1} = P_{k_2} = P_{k_3} = P_{k_4} = \frac{P_{in} A^2}{4} \quad (3.32)$$

すなわち、 k_1, k_2, k_3, k_4 に対して、式(3.18), (3.19)より、

$$\left| \sum_{h=0}^{M-1} \exp \left[j \frac{\pi}{2} E(h, k) + j \theta_h \right] \right| = \frac{M}{2} ; \quad (3.33)$$

$$k = k_1, k_2, k_3, k_4$$

となることが必要十分条件である。これは、 M 個の指数関数式(3.23)のうち、 $M/2$ 個が同位相、他の $M/2$ 個が $M/4$ 個毎に逆位相で互いに打ち消し合うことにより実現できる。

本条件を満足する

$$\theta_h = -\frac{2}{\pi} \theta_h(k_1, k_2, k_3, k_4) \quad (3.34)$$

は、経験的に得られたアルゴリズム(付録D)より、 $M=16$ に対して、表3.5のように求めることができる。ここで、 k_1, k_2, k_3, k_4 に固有の定数 $\eta(k_1, k_2), \eta(k_3, k_4)$ を用いると、表3.4, 3.5の各値は、

$$\theta_h(k_1, k_2, k_3, k_4) = \arg \left\{ e^{j[\theta_h(k_1, k_2) + \eta(k_1, k_2)]} + e^{j[\theta_h(k_3, k_4) + \eta(k_3, k_4)]} \right\} \quad (3.35)$$

を満足している。

なお、表3.4の位相設定値に対しては、出力端子が、(2, 4), (3, 5), (10, 12), (11, 13)の

場合に $\pi/2$ の位相差があり，他の場合は同位相で出力する．表3.5 に対しては，出力端子が，(2, 3, 4, 5.)，(10, 11, 12, 13) の場合，(2, 3) と (4, 5) の間及び (10, 11) と (12, 13) の間に $\pi/2$ の位相差が生じ，他の場合は同位相で出力する．また，表3.4, 3.5 は，ビーム合成を $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ の2ビット移相器で実現している．

3.3.3 多端子結合形BSNの特徴

〔BSNの構成比較〕

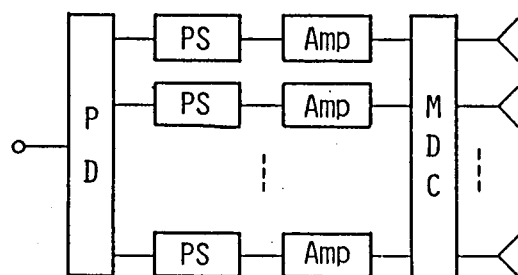
BSNの回路網としては図3.10に示すように3つの回路形式が考えられる．第1はここで提案した多端子結合形BSNであり，第2は電力増幅器出力側に接続したRF切替器によるものであり，第3は能動形フェーズドアレーアンテナによるものである．多端子結合形BSNの特徴を示すために，表3.6に各形式の特徴比較を示す．高出力部切替の場合は動作レベルが高いため高速動作が制限を受けると共に，電力増幅器出力側の電力損失が大きい．さらに切替器の故障が致命的な影響をもつという欠点を有している．また，能動形フェーズドアレーアンテナの場合は低サイドローブかつ精密なビーム方向制御を行うために素子数及び移相器のビット数を多くする必要があり，重量，制御系の複雑さの点で問題を有している．一方，多端子結合形BSNは素子数が比較的少なく，移相器の動作点が低く，かつ電力増幅器出力側の電力損失も比較的小さいという特徴を有している．

〔故障素子の影響〕

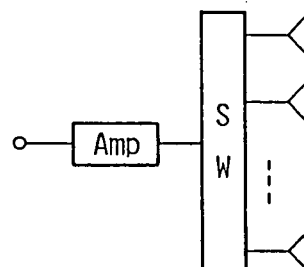
故障素子の影響について， $M=16$ のBSNの1ビーム出力，2ビーム出力，4ビーム出力の各場合について，故障素子による出力状態の変化を図3.11に示す．図3.11は，無故障の場合(No failure)，1素子が故障し出力が0となる場合(One failure)，2素子が故障し出力が0となる場合(Two failures)を示している．1ビーム出力の場合，1素子が故障すると，主ビーム出力は $[(M-1)/M]^2$ に減少し，各アイソレーション端子の出力は $(1/M)^2$ となっている．素子の故障は，主ビーム出力の減少，不要出力の増加となるが，一定の許容値を満足する範囲内では，システムに対して致命的なものとならないため，信頼性の観点からも有利である．

〔ビーム合成〕

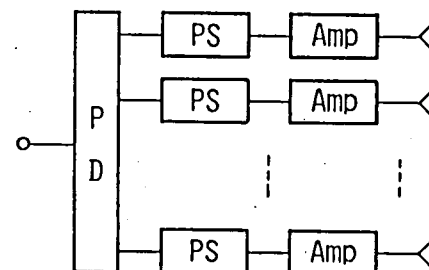
2ビーム，4ビームに同時出力した場合は，次の方法によりビーム合成が可能となる．



(a) 多端子結合形 B S N



(b) 高出力部切替



(c) 能動形フェーズドアレー

図3.10 B S Nの回路構成の分類
Fig.3.10 Category of BSN configuration.

表3.6 ビーム切替回路形式の比較

形 式 \ 評価項目	ハードウェアの 複雑さ	切替素子の 動作レベル	切替素子の 故障の影響	R F 損失
多端子結合形 B S N	中	低	中	中
高出力部切替	小	高	大	大
能動形フェーズドアレー	大	低	小	小

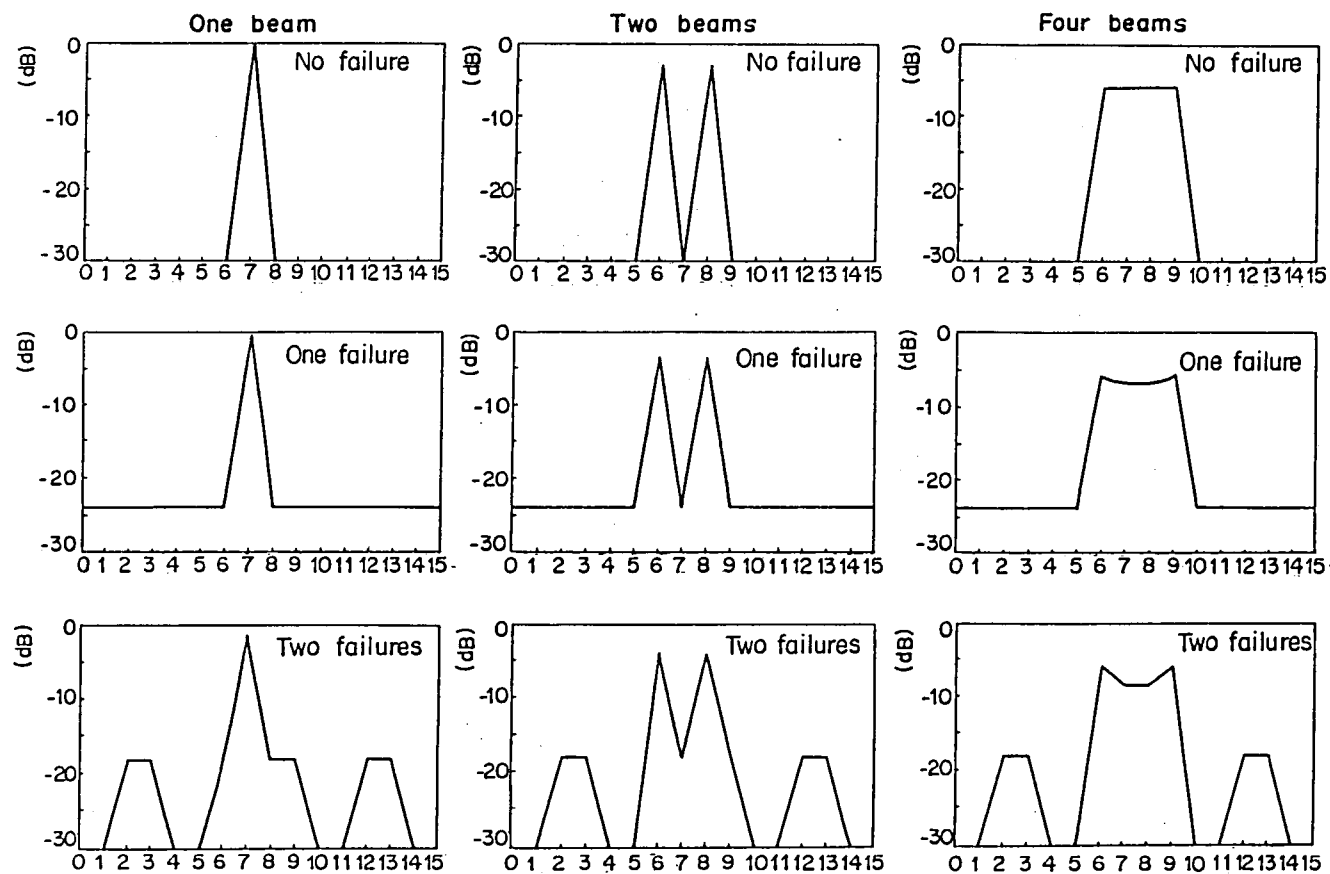


図3.11 BSNの出力状態
Fig. 3.11 BSN output state.

M = 16 の場合についてビーム合成の方法を図3.12に示す。図3.12 (a)における円の左肩の数字は図 3.8の出力端子番号に対応している。この時、3.3.2節における複数ビーム出力の場合の特徴として示したように、表 3.4, 3.5の位相設定を行った場合、出力端子が、(2, 4), (3, 5), (10, 12), (11, 13) の場合に $\pi/2$ の位相差があり、他の場合は同位相、出力端子が、(2, 3, 4, 5), (10, 11, 12, 13) の場合、(2, 3) と (4, 5) の間及び (10, 11) と (12, 13) の間に $\pi/2$ の位相差が生じる。従って、この位相差を補償するために、あらかじめ円内に示す位相を出力側に設定すると、各ビーム出力を常に同相で合成することができる。この時のビームの形状を図3.12(b)に示す。図3.12(b)において、実線はBSNの1ビーム出力により照射する領域で、破線は2ビーム、1点鎖線は4ビーム同時出力により照射する領域である。このビーム合成により、単一ビームでは十分な利得が得られない領域をもカバーすることができる。

〔ランダム振幅・位相偏差の影響〕

各Amp, PS において振幅及び位相にランダムな偏差が存在する場合の、主ビーム出力 (D出力) 及びアイソレーション端子の出力 (U出力) について述べる⁽²⁹⁾。

式(3.16)において、

$$\begin{cases} A_h = A (1 + \Delta_h) \\ \theta_h = \theta_{h0} + \delta_h \end{cases} \quad (3.36)$$

とおき、 Δ_h , δ_h をランダムな統計量として、

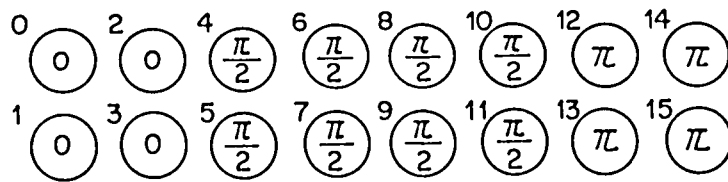
$$\begin{cases} \bar{\Delta}_h = 0, \bar{\Delta}_h^2 = \Delta^2 \\ \bar{\delta}_h = 0, \bar{\delta}_h^2 = \delta^2 \end{cases} \quad (3.37)$$

を満足し、 Δ_h , δ_h がそれぞれ互いに独立であると仮定すると、平均出力電力 P_k は次のように表わされる。

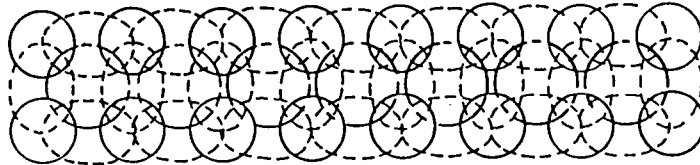
$$\bar{P}_k = \frac{P_{in} A^2}{M} (\Delta^2 + \delta^2) + (1 - \delta^2) P_{k0} \quad (3.38)$$

ただし、 P_{k0} は偏差がない場合の出力電力である。式(3.37)より、1ビーム出力の場合、 $P_{in} A^2$ で規格化した出力は、D出力に対して、

$$10 \log \left[1 - \frac{(M-1) \delta^2 - \Delta^2}{M} \right] \quad (\text{dB}) \quad (3.39)$$



(a) Port number and phase compensation



(b) Synthesized beam pattern

図3.12 BSN出力の合成
Fig. 3.12 BSN output synthesis.

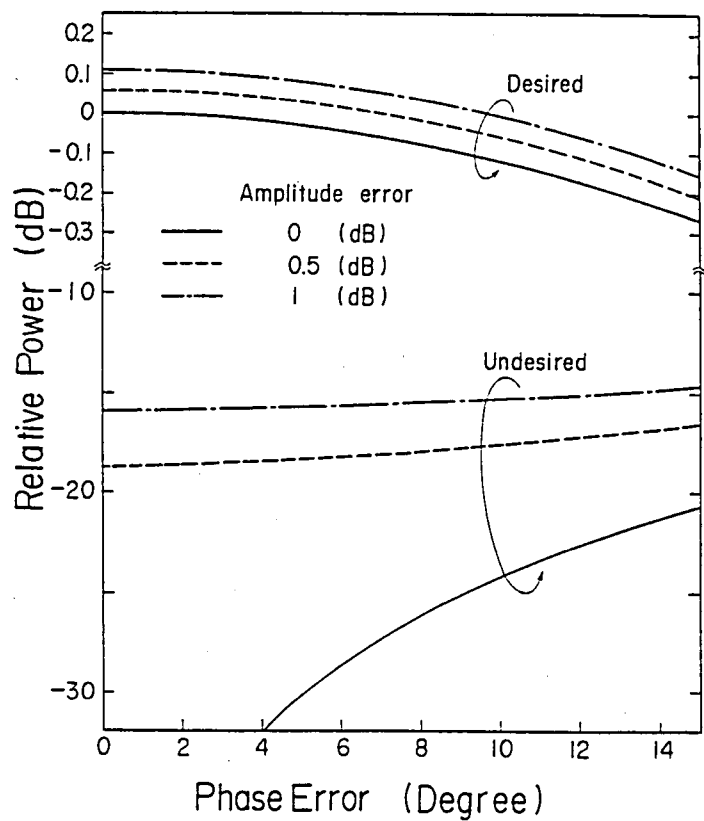


図3.13 振幅・位相偏差のBSN出力への影響
Fig. 3.13 Effect of amplitude and phase error on BSN output.

U出力に対して,

$$10 \log \frac{\Delta^2 + \delta^2}{M} \quad (\text{dB}) \quad (3.40)$$

となる. 振幅偏差として,

$$-10 \log (1 - \Delta^2) \quad (\text{dB}), \quad (3.41)$$

位相偏差として,

$$\frac{180}{\pi} \delta \quad (\text{度}) \quad (3.42)$$

をパラメータとして計算した $M = 8$ の場合の D 出力, U 出力の値を図3.13に示す. 相対的に, D 出力に対しては位相偏差, U 出力に対しては振幅偏差の影響が大きくなる.

3.4 8出力多端子結合形ビーム切替回路

20GHz 帯で 8 出力多端子結合形ビーム切替回路を製作し, その特性の確認を行った⁽³⁰⁾. 19.45GHzを中心周波数として, Mを8とした図3.8の回路を構成した.

3.4.1 個別回路の特性

使用した 8 台の電力増幅素子は, MIC 化 GaAs FET 増幅器で, その利得特性, 入出力特性は, 図3.14, 図3.15の通りで, 中心周波数での利得偏差は最大 2 dB である. また, 中心周波数における各 Amp 間の位相偏差は最大 14° である. 使用した 8 台の PS は, 素子としてビームリード形 PIN ダイオードを用いた最大移相量 337.5° の 4 ビット MIC 移相器で, 位相偏差は 22.5° 以下とすることができる. 各 PS の挿入損失は, $19.45\text{GHz} \pm 250\text{MHz}$ において 3.4dB ~ 6.0dB で, 代表的な振幅特性は, 図3.16のように位相設定値によって最大約 1 dB の偏差を有している. PD, MDC に対しては, ショートスロット結合導波管ハイブリッド結合器を使用している. PD, MDC の特性は, 表3.7 の通りで, 両者を継続接続した場合 (PD + MDC) の振幅特性として, 図3.17に示すように $19.45\text{GHz} \pm 250\text{MHz}$ において, 約 0.7dB の挿入損失と 27dB 以上のアイソレーションが得られた.

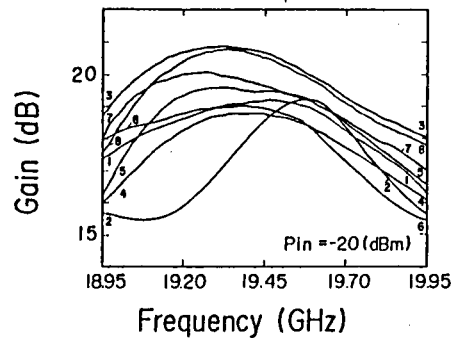


図3.14 GaAsFET増幅器の利得特性
Fig.3.14 Gain characteristics of GaAsFET amplifier.

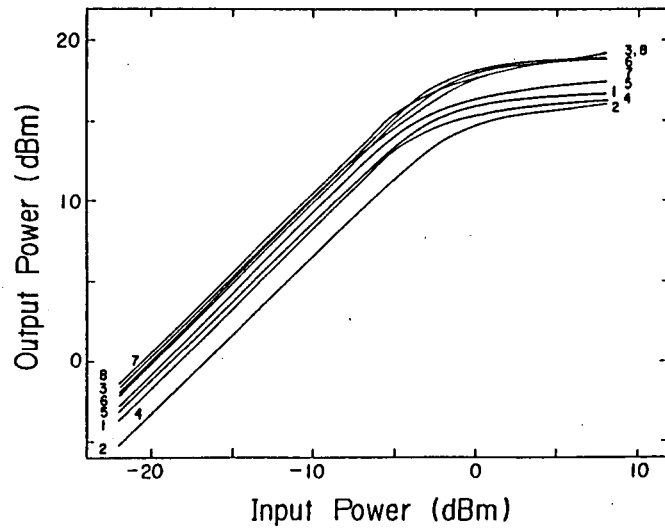


図3.15 GaAsFET増幅器の入出力特性
Fig.3.15 Input/output characteristics GaAsFET amplifier.

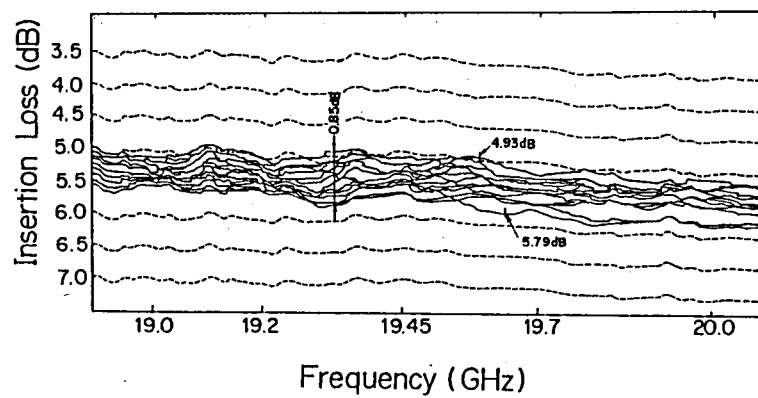


図3.16 移相器の振幅特性
Fig.3.16 Amplitude characteristics of phase shifter.

表3.7 P D , M D C の特性

	P D	M D C
周波数範囲	$19.45 \pm 0.5 \text{ GHz}$	$19.45 \pm 0.5 \text{ GHz}$
挿入損失	0.3 dB以下	0.32 dB以下
結合度偏差	$\pm 0.4 \text{ dB}$ 以下	$\pm 0.4 \text{ dB}$ 以下
位相偏差	$-9.5^\circ \sim 6.1^\circ$	$-7.0^\circ \sim 8.5^\circ$

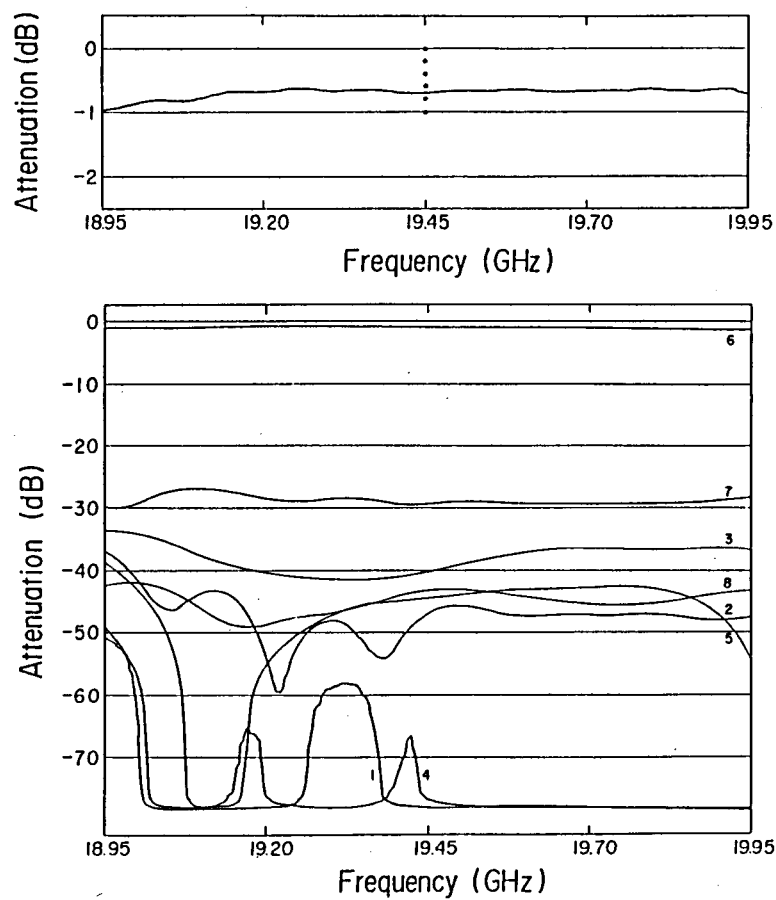


図3.17 P D + M D C の振幅特性
Fig. 3.17 Amplitude characteristics of PD+MDC.

3.4.2 総合特性

PDとMDCの間にAmpを接続した場合(PD+Amp+MDC)の振幅特性を図3.18に示す。各Ampの出力の総和346mWに対して、295mWの合成出力が得られ、約85%という高い合成効率を実現することができた。約15%の損失分はMDCの回路損、Ampの振幅偏差、位相偏差によるもので、Ampの特性及び図3.13から見て妥当な値である。次に、PDとMDCの間にPS及びAmpを接続した場合(PD+PS+Amp+MDC)の特性について述べる。表3.8～3.10に従ってPSの位相設定を行うことにより、任意の端子に出力させることができ、かつ、2端子または4端子に等出力させることができる。1端子出力の場合について、入力レベルが異なる場合の振幅特性を図3.19、図3.20に示す。飽和領域において、振幅偏差が大きくなるためU出力が若干増加する傾向が見られる。2端子出力、4端子出力の場合の代表的な振幅特性を図3.21、図3.22に示す。2端子、4端子となるに従ってD/U比は減少しているが、等出力端子のレベル差は最大2dBでかなり小さくすることができる。各場合の入出力特性を、図3.23に示す。次に素子故障の影響を見るため、1台及び2台のAmpをオフとした場合の振幅特性を図3.24、図3.25に示す。D出力は、1台故障で約0.1dB、2台故障で0.3dBの出力低下を生じている。また、出力端子を切り替えた時のトランジェントは、図3.26のように約400nsecである。

3.5 多端子結合形ビーム共通増幅回路網

3.5.1 多端子結合形ビーム共通増幅回路網(BCN)

多端子結合形BCNの構成を図3.27に示す。これは、図3.8に示した多端子結合形BSNにおける入力側PDを出力側と同じMDCで置き換え、かつPSを取り除いたもので、2M端子のMDCの出力側にM個の等利得、等移相のAmpを接続し、その出力に更に2M端子のMDCを接続し各Ampの電力合成を可能としたものである。

図3.27において、入力側t端子の入力電力を I_t とすると、式(3.17)と同様に出力電力 P_k は、

$$P_k = A^2 \left| \sum_{h=0}^{M-1} T_{kh}^{(m)} T_{ht}^{(m)} \right|^2 I_t \quad (3.43)$$

となる。ここで、マトリクス $\{U_{kt}\}$ を以下のように定義すると、

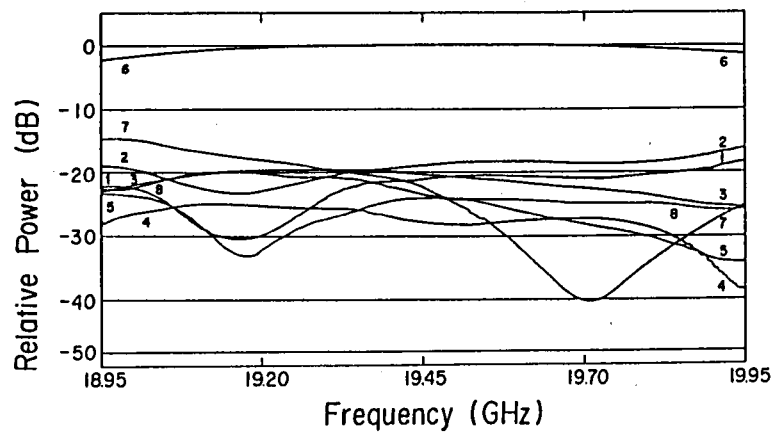


図 3.18 PD + Amp + MDC の振幅特性
Fig. 3.18 Amplitude characteristics of PD+Amp+MDC.

表 3.8 位相設定値 (I)

移相器番号 (h)

出力端子 (k)		0	1	2	3	4	5	6	7
	0	0	2	2	0	2	0	0	2
	1	2	2	0	0	0	0	2	2
	2	2	0	2	0	0	2	0	2
	3	2	2	2	2	0	0	0	0
	4	2	0	0	2	2	0	0	2
	5	2	2	0	0	2	2	0	0
	6	2	0	2	0	2	0	2	0
	7	0	0	0	0	0	0	0	0

表3.9 位相設定値 (Ⅱ)

		移相器番号 (h)							
		0	1	2	3	4	5	6	7
出力端子 (k)	0 1	3	2	1	0	1	0	3	2
	2 3	2	1	2	1	0	3	0	3
	4 5	2	1	0	3	2	1	0	3
	6 7	1	0	1	0	1	0	1	0
	0 2	3	1	2	0	1	3	0	2
	2 4	2	0	3	1	1	3	0	2
	4 6	2	0	1	3	2	0	1	3
	1 3	2	2	1	1	0	0	3	3
	3 5	1	1	2	2	0	0	3	3
	5 7	1	1	0	0	1	1	0	0

表3.10 位相設定値 (Ⅲ)

		移相器番号 (h)							
		0	1	2	3	4	5	6	7
出力端子 (k)	0 1 2 3	2	1	1	0	0	3	3	2
	2 3 4 5	2	1	3	2	1	0	0	3
	4 5 6 7	1	0	0	3	1	0	0	3

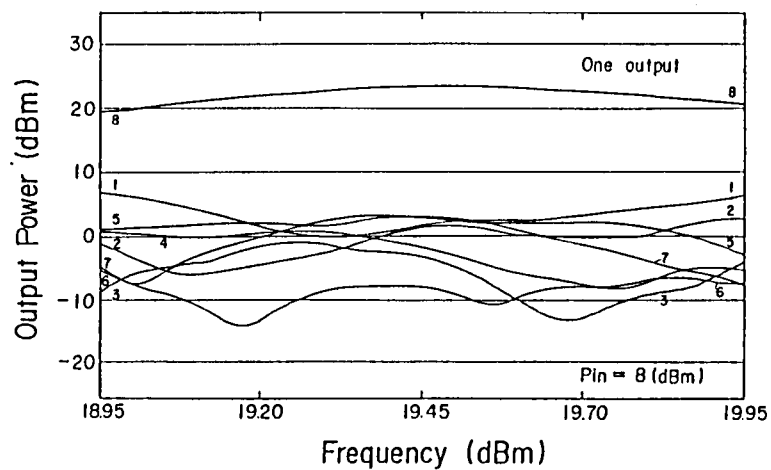


図3.19 PD+PS+Amp+MDCの振幅特性
Fig.3.19 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

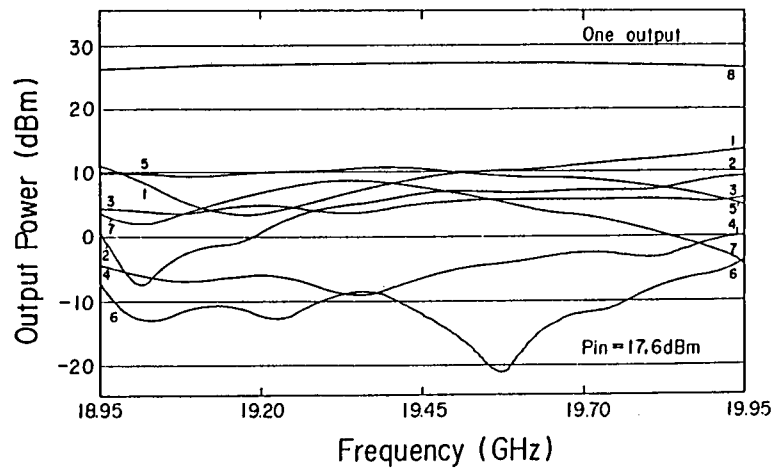


図3.20 PD+PS+Amp+MDCの振幅特性
Fig.3.20 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

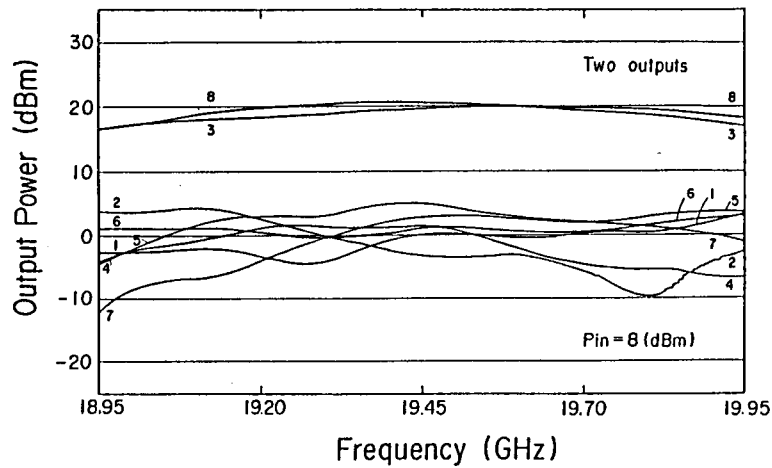


図3.21 PD+PS+Amp+MDCの振幅特性
Fig.3.21 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

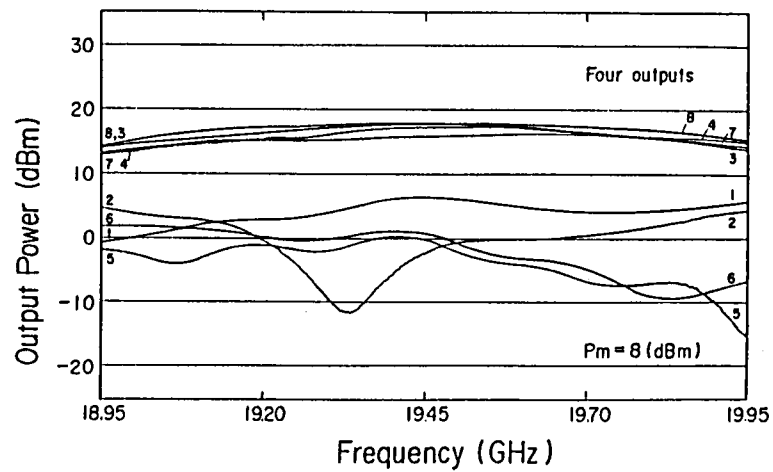


図3.22 PD + PS + Amp + MDCの振幅特性
Fig.3.22 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

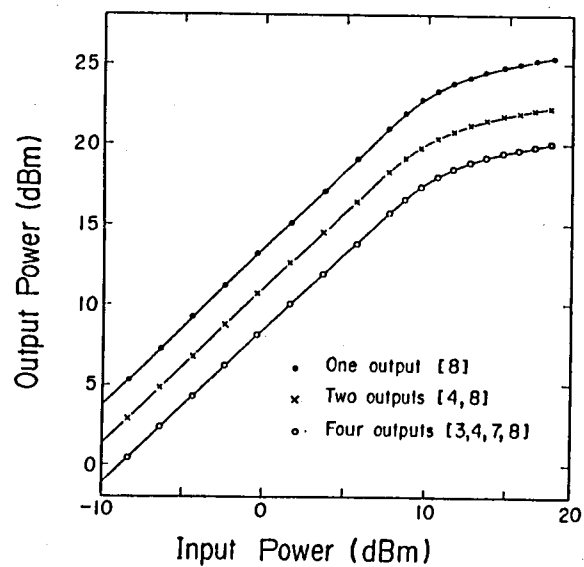


図3.23 PD + PS + Amp + MDCの入出力特性
Fig.3.23 Input/output characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

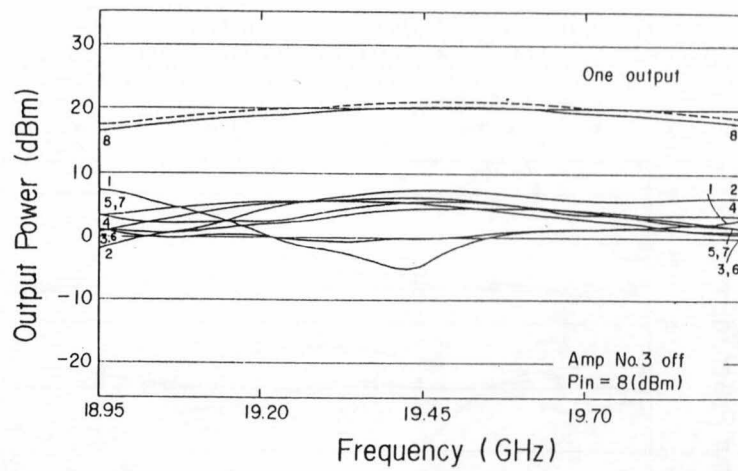


図3.24 PD+PS+Amp+MDCの振幅特性
Fig.3.24 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

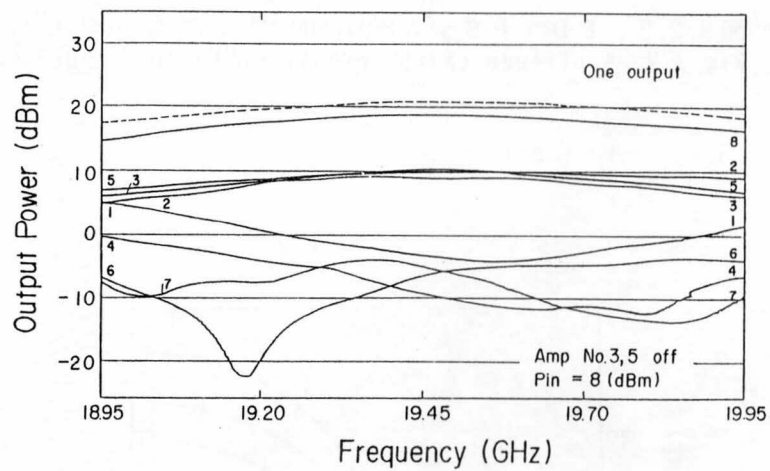


図3.25 PD+PS+Amp+MDCの振幅特性
Fig.3.25 Amplitude characteristics of PD+PS+Amp+MDC.

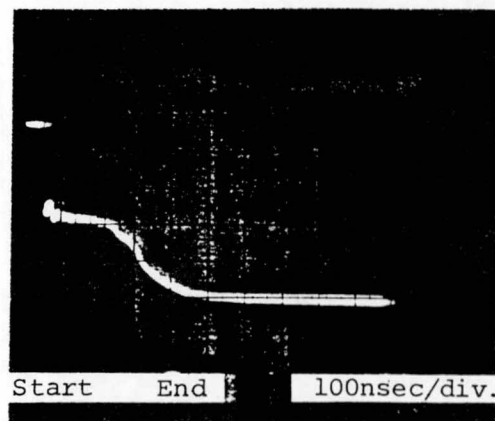


図3.26 PD+PS+Amp+MDCの切替速度
Fig.3.26 Switching speed of PD+PS+Amp+MDC.

$$\{U_{kt}\} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.44)$$

次式が成立する.

$$\sum_{h=0}^{M-1} T_{kh} T_{ht} = U_{kt} \quad (3.45)$$

従って, 入力電力 I_t と出力電力 P_k との関係は, 式 (3.43) より次式で与えられる.

$$P_k = A^2 U_{kt} I_t \quad (3.46)$$

すなわち, 入力電力 I_t は一旦入力側の MDC で M 分割され各 Amp で増幅された後, 出力側の MDC で再び合成され特定の一出力端子に出力される.

実際には, Amp の数と入出力端子の数は等しい必要はなく, 入出力端子の数は Amp の数より小さい任意の値とすることができる. 入出力端子数が必要より多い場合, 必要な端子だけ用い, 他はダミーを接続したとしても不都合は生じない. この場合, 後で図 3.29 に示すように, 2^n 個の端子のうち, 不要な端子と不要なハイブリッド結合器を省くことも可能である.

電力増幅素子の故障の影響, 利得・位相における偏差の影響は基本的に 3.3.3 節に示した BSN と同じである. 従って, 利得 20dB 程度の電力増幅素子において位相偏差を 10° 以下, 利得偏差を 1dB 以下にすることは容易であるから, アイソレーション約 20dB, 合成出力低下 0.3dB 以下の特性は容易に実現できると考えられる. また, $M=8$ の場合, 1 個の故障は, アイソレーションを 18.1dB に低下させ, 合成出力を 1.2dB 低下させる. $M=16$ の場合, 1 個の故障は, アイソレーションを 24dB とし, 合成出力を 0.6dB 低下させる. 従って, アイソレーションを重視する場合, 電力増幅素子を増やすかもしくは各電力増幅素子に予備を設け電力増幅素子の故障の影響を小さくする工夫が必要となるであろう.

3.5.2 マルチビーム中継系への適用

8 電力増幅素子 8 出力端子の BCN を衛星搭載マルチビーム送信系に適用した時の構成を図 3.28 に示す. この図では, 図 3.27 の入力側のハイブリッド結合器を並べかえ, 入力側の MDC と出力側の MDC が対称になるようにしている. このようにすると, 図に示すように 2 端子ブロックを重ねて 4 端子ブロックを構成し, 4 端子ブロックを重ねて 8 端子回

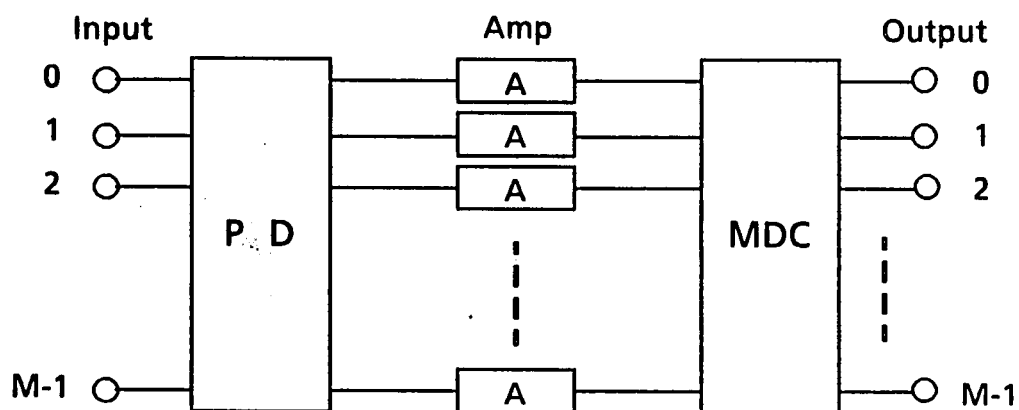


図3.27 多端子結合形BCNの構成
Fig.3.27 Multiport-Coupling BCN configuration.

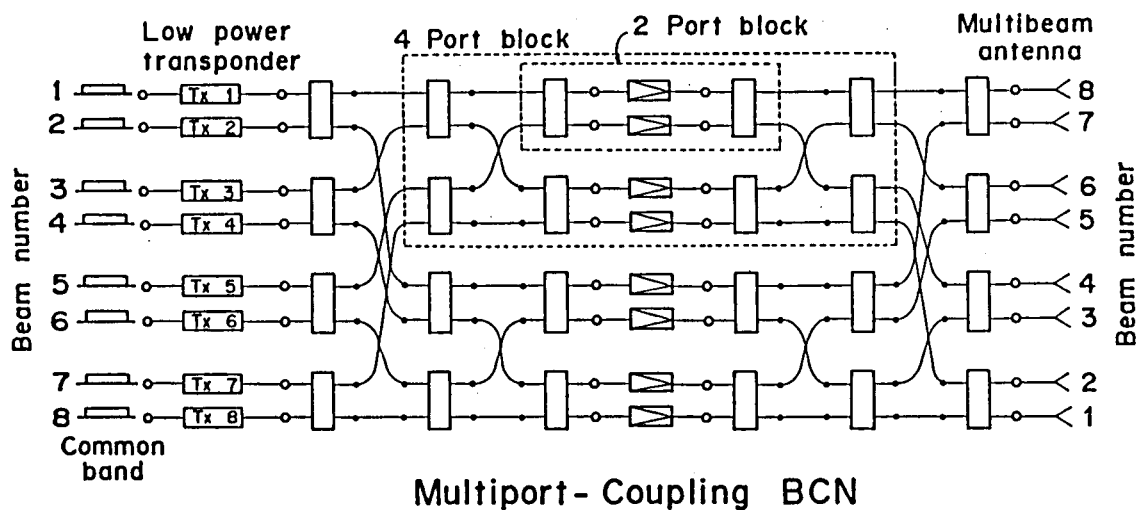


図3.28 8ビーム方式へ適用した場合の構成
Fig.3.28 Configuration for 8 beam system.

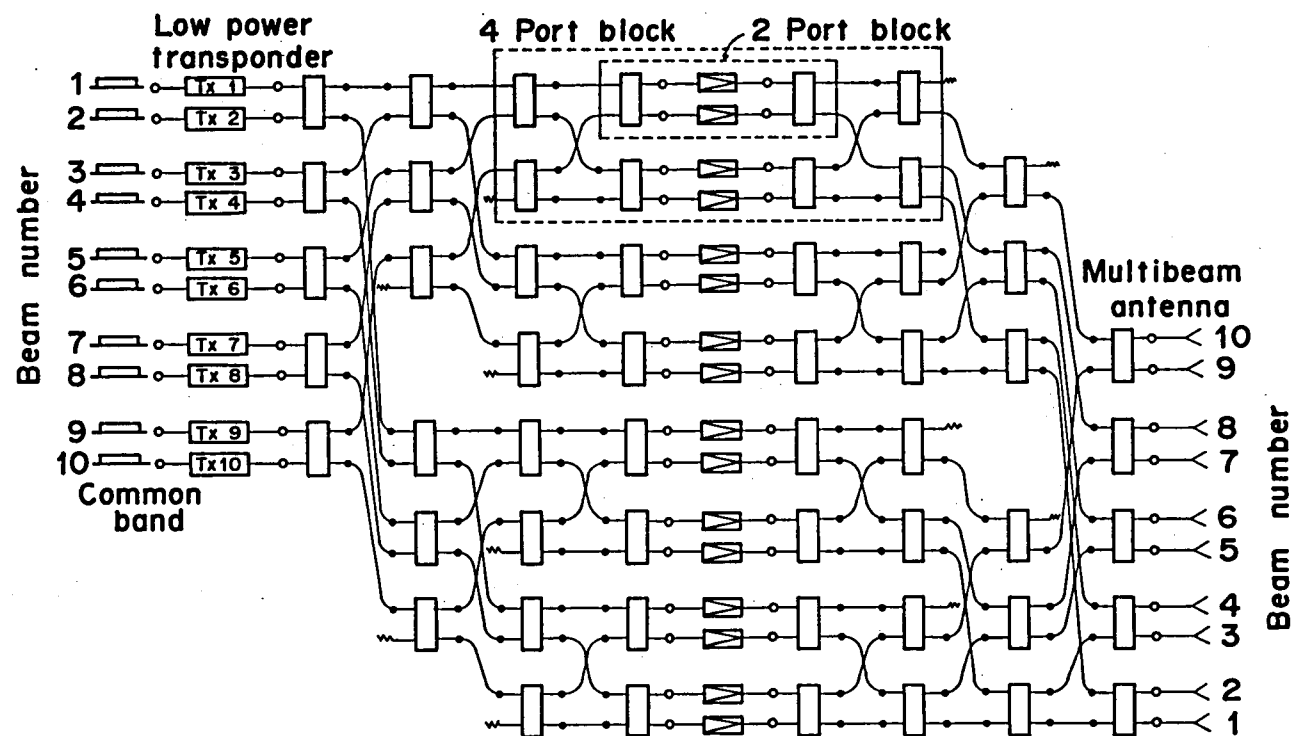
路を構成することができるようになる。即ち、ハードウェアはブロックを設計し、それを重ねて実現できることがわかる。

入力側には3.2 節で述べたマトリクススイッチを接続することも可能であるが、ここでは、より効果的な移動体衛星のようなF D M A 通信への適用を想定し、入力側は共通のファイダリンクに接続されているようなシステムを仮定する。入力側には各ビームに対応した低電力トランスポンダ (Low Power Transponder) を接続し、出力側はマルチビームアンテナの各ビームの入力端子に接続する。ここではB C N によって構成した中継系をマルチポートトランスポンダと呼ぶ。すでに述べたように端子の数、即ちビーム数は8 より小さい任意の数を選ぶことができる。

マルチビーム中継系へ適用した場合、図に示したように電力増幅素子及び低電力トランスポンダは許容された全周波数帯域をカバーするものとする。これは、許容帯域が狭い移動体衛星通信等の場合妥当な前提である。このようにするとどのビームも0 から全送信電力に対応する最大キャリア数まで送信可能となる。従来方式では、各ビームにトランスポンダが固定的に割当てられていたので、各ビームの送信可能なキャリア数は割当られたトランスポンダの能力で固定的に決まり、各ビームのトラヒック分布の変動に対応することや、トラヒックが極端に小さいビームを配置することは困難であった。図に示した送信系を用いればこのようなマルチビーム化の問題点を解決することができる。

電力増幅素子の利得を15dB、全合成出力を 100 W とした場合、任意のビームから全送信電力を送信できるようにするためには、低電力トランスポンダの出力としては1 W が必要となる。各ビームに収容可能なキャリア数は低電力トランスポンダの低レベルの送信電力の選択によって決めることができるため、各ビームへのキャリア数配置を柔軟にできると同時に、トラヒックの小さいビームを配置しても電力効率の低下は小さくなる。

図3.29に16電力増幅素子、10出力端子の構成を示す。16出力端子のうち不要な端子と不要なハイブリッド結合器は省いている。16個の電力増幅素子のうち1 個の故障は合成出力の12%の低下をもたらす。即ち、全収容チャネル数が12%低下するが、特定のビームが通信不能となることはない。同時にアイソレーションは24dBに低下するが、異なったビームで同一周波数スロットを用いることは可能である。素子数が少なくアイソレーションが小さい場合は、全ビームを周波数共用を考えないいくつかのグループに分けるか、もしくは



Multiport - Coupling BCN

図3.29 10ビーム方式へ適用した場合の構成
Fig.3.29 Configuration for 10 beam system.

各電力増幅素子に予備素子を設けるなどの工夫が必要となる。固体増幅素子の場合、素子自体が小さいのでTWTAの予備とは異なり予備を含めた素子設計により重量の増大をさける工夫も可能である。

3.6 8出力多端子結合形ビーム共通増幅回路

図3.28に示した8電力増幅素子、8出力端子の構成について2.5GHz帯で実験を行った⁽²³⁾。増幅素子には中心周波数2.5GHz、小信号利得20dB、出力1.5WのPET増幅器を用い、ハイブリッド結合器には低損失化のためサスペンデッドトリプレート線路のブランチライン形を用いた。

3.6.1 入出力特性

図3.30に実験に用いた8個の電力増幅素子の利得、位相偏差を示す。簡単な調整でこの程度の均一性は容易に実現可能である。

代表的な電力増幅素子の入出力特性並びに合成出力の出力特性を図3.31に示す。各電力増幅素子への入力14dBmに対して出力は31.9～32.5dBm(1.5～1.8W)、位相偏差は $\pm 6^\circ$ 内に分布している。この状態で得られた合成出力は40.6dBm(11.5W)であった。各電力増幅素子の出力の合計は13.7Wであり、ほぼ損失0.8dBで合成されたことに相当する。この損失は出力側のMDCの損失0.5dBを含んでいる。

図3.32に上記動作状態でのアイソレーション特性を示す。参考のため電力増幅素子をすべて一定の長さの線路で置き換えた時、すなわち、MDCを縦続接続した時のアイソレーション特性を示した。また、電力増幅素子の故障を模擬して電力増幅素子1個の電源を断にした時の特性を示した。

3.6.2 混変調特性

MCNで複数波を1入力端子に加えた時の混変調特性は単一の増幅器の場合と変わらない。しかし、異なる入力端子に同時に入力した場合、簡単ではなく、どの出力端子に混変調波が現れるか明らかにしておかねばならない。3次混変調波については式(3.43)のマト

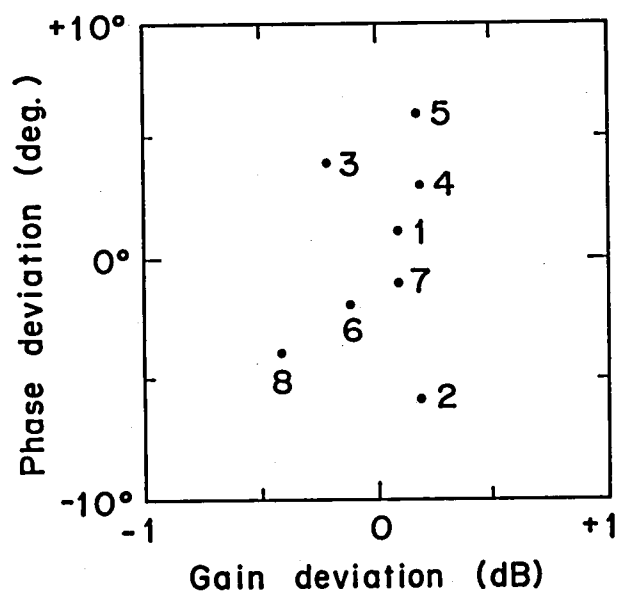


図3.30 増幅素子の利得と位相偏差
Fig.3.30 Gain and phase deviation of unit amplifiers.

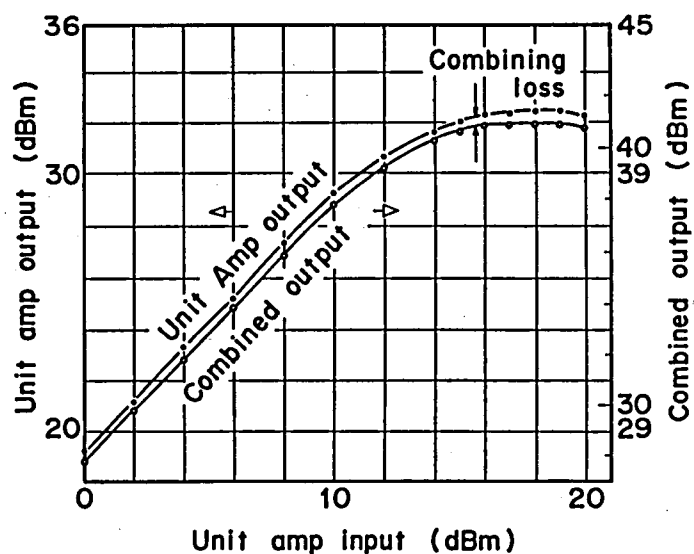


図3.31 代表的増幅素子及びBCNの入出力特性
Fig.3.31 Input/output characteristics of a typical unit amplifier and BCN.

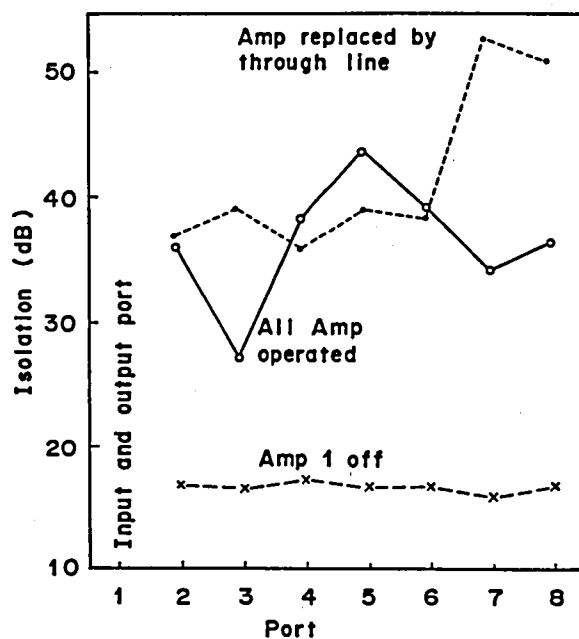


図3.32 BCNのアイソレーション特性
Fig.3.32 BCN Isolation characteristics.

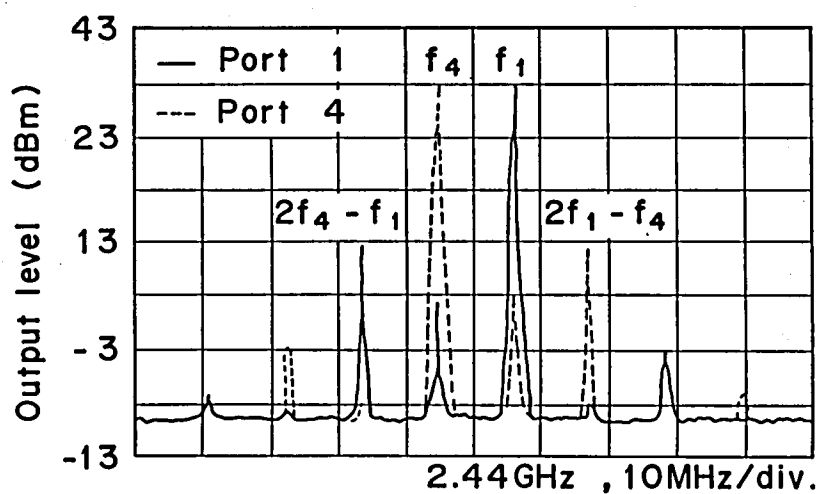


図3.33 入力端子1, 2へ等振幅2波 (15dBm)を
入力した時の各出力端子のスペクトラム
Fig.3.33 Spectrum at output ports 1, 2 when
equal power is added to each
corresponding input port.

リクスの性質から m 入力端子への入力を f_m , n 入力端子への入力を f_n とした場合 , $2f_m - f_n$ は n 出力端子へ , $2f_n - f_m$ は m 出力端子へ出力され , 他の出力端子には出力されないことが証明できる . 図3.33は入力端子1と入力端子4に周波数の若干異なる電力の等しい波 f_1 , f_4 を入力し , 対応する出力端子のみスペクトラムを測定したものである . $2f_1 - f_4$ は f_4 と共に出力端子4へ出力され , $2f_4 - f_1$ は f_1 と共に出力端子1へ出力され , 他出力端子へは出力されない . この実験結果は3次混変調波に対する上記の性質を示している .

3.7 第3章のまとめ

マルチビーム方式においてトランスポンダの高い使用効率を維持しつつビーム間の相互接続を実現する方法について検討を行い新しいビーム切替及びビーム共通増幅を行うための多端子結合形回路形式の提案を行った . 主な検討結果は次の通りである .

- (1) ビーム間の相互接続を実現する方法についてトランスポンダ及び地球局の使用率という観点から整理分類を行い , 新たにいくつかの衛星中継系の構成例を示した .
- (2) ビーム切替を行うための新しい回路として , 多端子結合形ビーム切替回路網を提案し , その原理及び特徴を明らかにした .
- (3) 20GHz 帯において8端子出力の多端子結合形ビーム切替回路を試作し , 出力295mW , 合成効率85% , 切替速度400nsec を確認した .
- (4) マルチビームの共通増幅を行うための新しい回路として多端子結合形ビーム共通増幅回路網を提案し , その原理及び特徴を明らかにした .
- (5) 2.5GHz帯において8端子出力の多端子結合形ビーム共通増幅回路を試作し , 出力11.5W , 合成効率84%を確認した .

第4章 搭載通信機器の冗長方式

4.1 序

静止通信衛星においては故障の修復が困難であるため、搭載通信機器に対して高信頼度が要求される。このため、各コンポーネントの高信頼度保証を行うと共に、必要な部分については予備を設定することにより故障が発生しても救済できる手段を講じている。搭載用予備の構成すなわち冗長方式としては、①できるだけ多くの現用機器が共通の予備を共用できること、②切替・接続回路が単純で重量、電力の損失ができるだけ小さいこと、③切替回路の故障の影響が小さいこと等を満足し、消費電力、重量、信頼度の観点から全体としての性能を向上させる必要がある。本章では、搭載通信機器特に、トランスポンダに適用するための冗長方式について述べる。

従来、トランスポンダの搭載台数が比較的少ない場合の現用機器と予備機器の構成法については切替器を用いる方法及び切替器とハイブリッド結合器(HYB)を組み合わせる方法が用いられてきた。しかしながら、HYBを使用すると3dBの通過損失を許容する必要がある、一方、切替器についてはHYB等の受動素子に比べて信頼度が劣っているという問題点を有している。従って、HYB及び切替器の使用を最小に保ちつつ、予備への切替の自由度を高めた構成が望まれる。そこで、複数の異った搬送波を送受するトランスポンダに対してフィルタを導入し、従来のものに比べて優れた特性が得られる冗長方式を考案した⁽³¹⁾。

しかしながら、トランスポンダの搭載台数が多くなってきた場合、これらの冗長方式ではなお所要の信頼度達成が困難であるため、さらに予備の共用性の高い冗長方式が望まれる。一定数の予備を待機させシステム信頼度を最大限に高める冗長方式として、理論的には平滑状態待機冗長方式(sliding standby)が知られている⁽³²⁾。この冗長方式を実際実現するためには、機器数が多くなると、それに比例して多数の切替器と複雑な接続回路が必要となり実現性に乏しくなる。P. Assalらは通信衛星への適用を目的として、R形及びT形の4端子切替器を用い Double-Ring Redundancy Network の冗長系を構成することにより系の信頼度を高め得ることを報告している⁽³³⁾。しかし、本方式ではなお切替器が複雑であるという欠点を有している。そこで、最も汎用されている3端子切替器を使用し、

かつ、予備への切替の自由度を著しく高めたホイール状冗長方式を提案した^(34, 35)。このようなホイール状冗長方式では予備の共用度が高くなっているため、系として残存している場合の数が多くなり、その信頼度を単純に計算することが困難となる。そこで、ホイール状冗長方式の信頼度を計算するため、計算機を用いて系として残存している場合の数を求めるアルゴリズムを明らかにした⁽³⁴⁾。

4.2 節においては、比較的少数のトランスポンダに対して適用するための従来の冗長方式及び新たに考案したフィルタを使用した冗長方式について述べる。4.3 節においては、3 端子切替器で構成したホイール状冗長方式の構成について明らかにする。4.4 節では、ホイール状冗長方式の信頼度を解析する手法を明らかにし、ホイール状冗長方式が従来の方式に比べて大きな改善を行うことを明らかにする。

4.2 分波器を用いた冗長方式

通信衛星において一般に採用されてきたトランスポンダの構成を図4.1，図4.2 に示す。本トランスポンダは複数波を増幅器(Amp)で共通増幅した後、最終段の進行波管増幅器(TWTA)の前で各波に分波する形式を採っている。Amp出力側のHYBは後述する図4.16にあるようにAmpの予備を設定するために使用するものである。図4.1はTWTAの入出力側それぞれに3個の切替器を採用したものであり、図4.2はTWTAの出力側は同様であるが、入力側をHYBと1個の切替器で構成したものである。

これに対して、新たに提案した構成を図4.3 に示す⁽³¹⁾。図4.3は進行波管の入力側を分波器と1個の切替器で構成したものである。各切替器、HYB、フィルタの所要個数を図4.1～4.3の構成に対して比較したものを表4.1に示す。切替器はHYBやフィルタのような受動素子に比べて信頼度がかなり低くなる。一方、HYBは3dBの電力損失が発生する。図4.3の形式は、フィルタの個数増による若干の重量増はあるが、図4.1，4.2における欠点がないため、すぐれた回路形式である。本回路形式は4.5節に述べるようにCS-2で採用されている。

4.3 ホイール状冗長方式

一定数の現用予備を使用し、また前節で述べたような分波器が適用できない場合には、

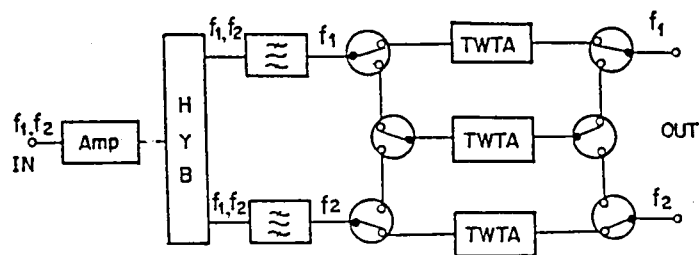


図 4. 1 従来の冗長回路 I
Fig. 4. 1 Conventional redundancy network I.

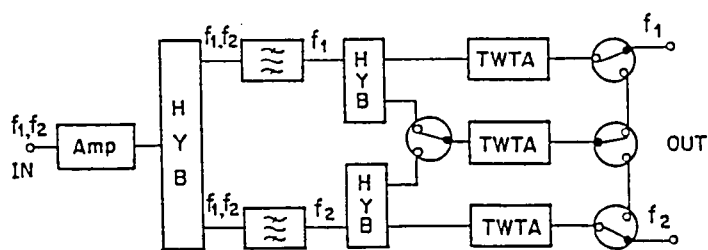


図 4. 2 従来の冗長回路 II
Fig. 4. 2 Conventional redundancy network II.

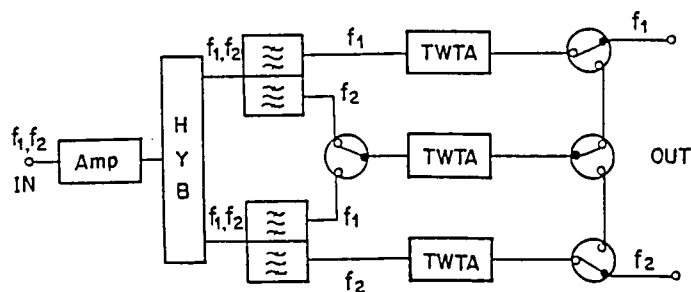


図 4. 3 分波器を用いた冗長回路
Fig. 4. 3 Redundancy network with multiplexer.

表 4. 1 分波器を用いた冗長方式の比較

		切 替 器	3 d B ハイブリッド	フィルタ
信頼度		×	○	○
挿入損失		○	×	○
重 量		○	○	○
所要個数	図 4 . 1	6	1	2
	図 4 . 2	4	3	2
	図 4 . 3	4	1	4

従来、図4.4のような冗長方式が用いられてきた⁽³⁶⁾。

同図において、 x_i は現用ユニット、 y_i は予備ユニット、 u_i は各チャネルの入力端子、 v_i は出力端子を示す。図4.4 (a)は50%予備を用いた場合で、2個の現用ユニット毎に1個の予備ユニットを設定している。図4.4 (b)は100%予備を用いた場合で、1個の現用ユニット毎に1個の予備ユニットを設定している。いずれの場合も各チャネルに接続し得るユニット数は最大2個である。これに対して、本論文で取上げるホイール状冗長方式は、現用、予備の各ユニットを並列に並べ、各ユニットの入力側出力側それぞれに3端子切替器を用いて1つの輪を構成するように接続したもので、入出力端子の取出口の違いによって2通りに分類し、Ⅰ形、Ⅱ形と呼ぶことにする^(34, 35)。図4.5にⅠ形、図4.6にⅡ形について、(a)50%予備、(b)100%予備それぞれの場合の構成を示す。図4.5, 4.6において、(a)は x_i で示す現用ユニット数に対して1/2 (50%)の y_i で示す予備ユニットを配置しており、(b)は現用ユニットと同数(100%)の予備ユニットを配置している。

本方式に適用する3端子切替器の形式としては、2つの形式が考えられる。図4.7、図4.8に2形式の3端子切替器における接続の仕方を示す。図4.7はサーキュレータ(CIR)形、図4.8はSPDT形と呼ぶことにする。CIR形の場合、図4.6に示したホイール状冗長方式Ⅰ形の場合の動作原理は、(a)の50%予備の場合には次のようになる。例えばチャネル $u_2 - v_2$ に着目すると、平常時は x_3 に接続されているが、 x_3 が故障した場合、 y_1 に接続することができる。更に、 y_1 が故障した場合、チャネル $u_3 - v_3$ に y_2 を接続し、チャネル $u_2 - v_2$ には x_4 を接続することができる。従って、各チャネルに対して最大3個のユニットを接続することが可能となる。(b)の100%予備の場合、動作原理は50%予備と同じであるが、予備ユニットの数が多いため、各チャネルに最大4個のユニットを接続することが可能となる。図4.6に示したホイール状冗長方式Ⅱ形の動作原理は、(a)の50%予備の場合に対して、例えば、チャネル $u_1 - v_1$ に着目すると、平常時は x_1 に接続されているが、 x_1 が故障した場合、 $\{y_i\}$ 中の任意のユニットに接続することができる。ほかの現用ユニットが故障している場合切替えの制約を受けるが、従来の方式に比較して切替えの自由度ははるかに高くなっている。(b)の100%冗長方式の場合、動作原理は50%予備の場合と同じであるが、予備ユニットの数が多いため切替えの自由度は更に増加する。

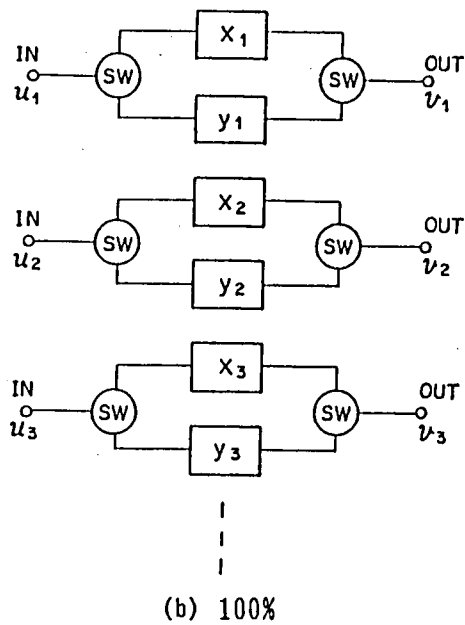
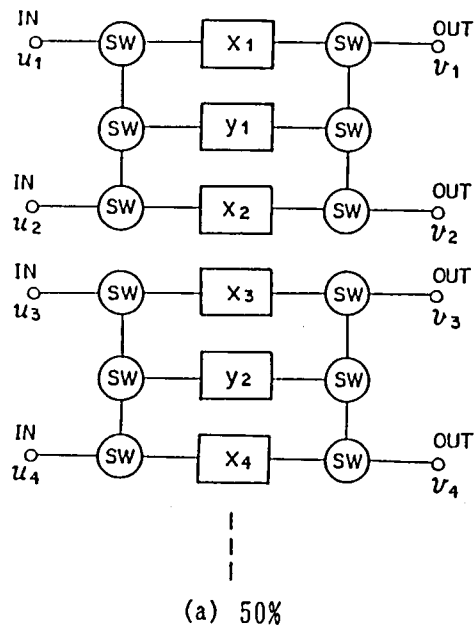
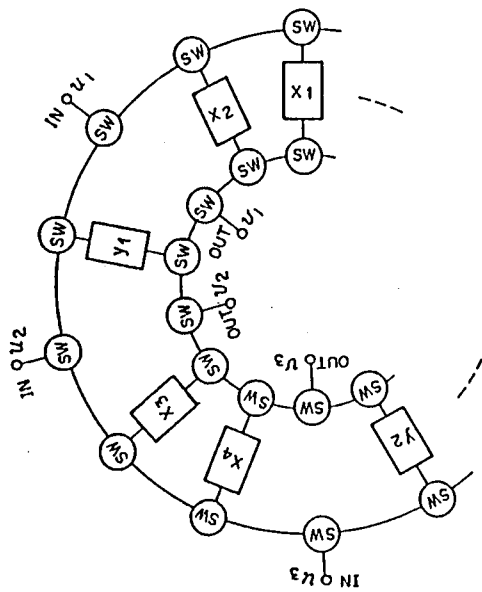
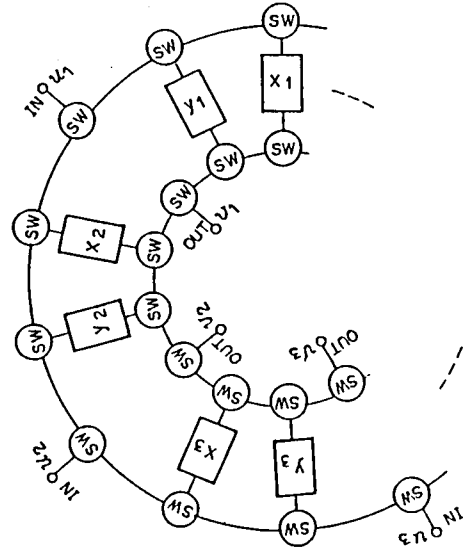


図 4. 4 従来の冗長方式
Fig. 4. 4 Conventional redundancy network.



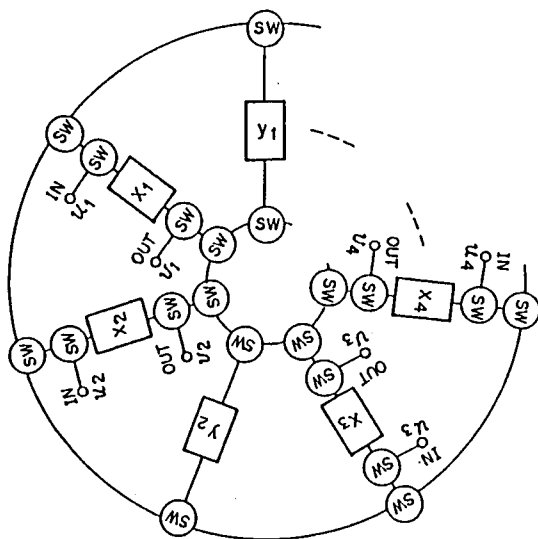
(a) 50%



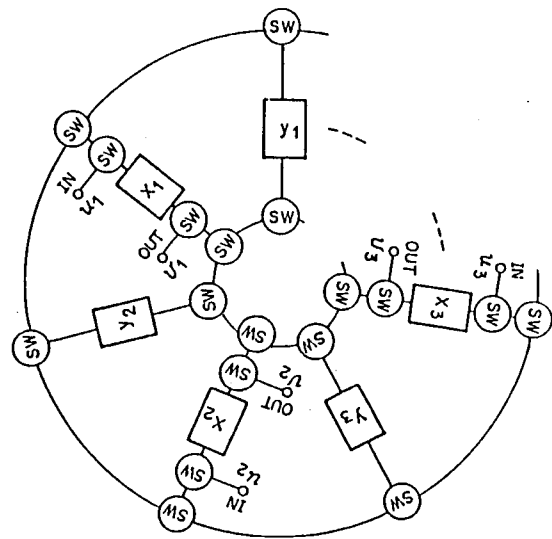
(b) 100%

図 4.5 ホイール状冗長方式 I

Fig. 4.5 Wheel-like redundancy network I.



(a) 50%



(b) 100%

図 4.6 ホイール状冗長方式 II

Fig. 4.6 Wheel-like redundancy network II.

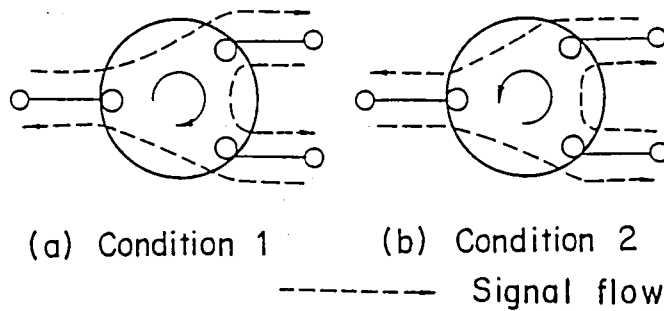


図4.7 3端子切替器の接続形式 (CIR形)
Fig. 4.7 Connection conditions of 3-port switch (CIR-type).

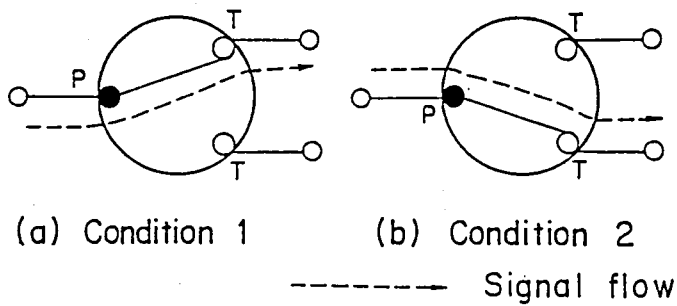


図4.8 3端子切替器の接続形式 (SPDT形)
Fig. 4.8 Connection conditions of 3-port switch (SPDT-type).

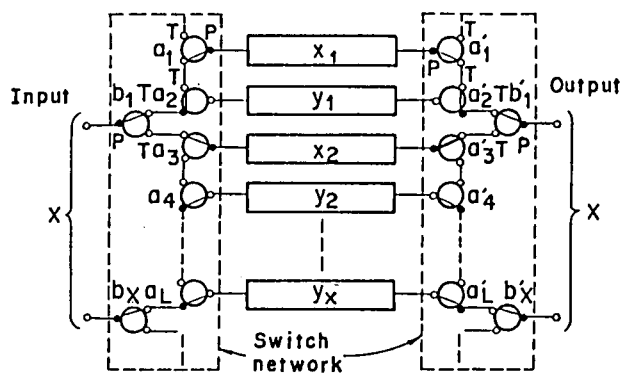


図4.9 SPDT形切替器を用いたホイール状冗長方式
Fig. 4.9 Wheel-like redundancy network with SPDT switches.

次に、SPDT形の場合は図4.8におけるP端子、T端子を図4.9のように接続することにより、I形100%予備の構成を作ることができる。この場合、各入力端子が接続できるユニット数は最大3であり、CIR形に比べて予備への切替の自由度は若干低くなる。

4.4 冗長回路の信頼度解析

4.4.1 従来の冗長方式

現用ユニットの数をX、予備ユニットの数をYとして、システムが正常に動作している確率、すなわち、Xチャンネルすべてが残存する確率を計算する。但し、切替器の故障率は各現用ユニット、予備ユニットの故障率と比較して十分小さいと仮定し、無視する。

各ユニットの動作中の故障率を λ_1 、待機中の故障率を λ_2 とすると、 $L (= X + Y)$ 個中M個が残存する場合の信頼度関数 $Z_{LM}(t)$ は次のようになる(付録H)⁽³⁷⁾。

$$Z_{LM}(t) = \prod_{i=0}^{L-M-1} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} X + Y - i \right) \sum_{j=0}^{L-M} (-1)^j \cdot \frac{\exp[-t \{ X \lambda_1 + (M-X+j) \lambda_2 \}]}{j! (L-M-j)!} ; (M \geq X) \quad (4.1)$$

以下、式(4.1)を用いて各冗長方式の信頼度関数を求める。

図4.4に示した従来の冗長方式の場合の信頼度関数は、よく知られているように、50%予備に対して、

$$R(t) = [Z_{33}(t) + Z_{32}(t)]^Y \quad (4.2)$$

100%予備に対して、

$$R(t) = [Z_{22}(t) + Z_{21}(t)]^Y \quad (4.3)$$

と表わすことができる⁽³⁶⁾。

又、理想的な平滑状態待機冗長方式が実現できた場合の信頼度関数は、

$$R(t) = \sum_{m=x}^L Z_{LM}(t) \quad (4.4)$$

となる。

4.4.2 ホイール状冗長方式

ホイール状冗長方式I形、II形それぞれに対して、各チャンネルの入出力を黒丸、各ユニ

ットを白丸で示すと、(a) 50% 予備、(b) 100% 予備それぞれの場合に対して、図4.10、図4.11のようにグラフ化して表すことができる。同図において、システムの残存性は、すべての黒丸が、ほかの黒丸を通過することなしに、少なくとも1つの残存している白丸に接続できるかどうかという問題として考えることができる。図4.10、4.11における白丸、すなわち、現用ユニット、予備ユニットに対して、2進数 $\{a_i; i = 1, L\}$ を対応させ、ユニットが残存しているか故障しているかによって、表4.2のように、0, 1を対応させる。このようにすると、各ユニットが残存しているか故障しているかによって、システムの状態としては、 2^L 通りあることが分かる。この 2^L 通りの中で、Mユニットが残存し、且つ、システムとして正常に動作している場合の数を N_{LM} とする。このとき信頼度関数は

$$R(t) = \sum_{M=1}^L N_{LM} Z_{LM}(t) / {}_L C_M \quad (4.5)$$

と表すことができる。従って、 N_{LM} を求めることによって、ホイール状冗長方式の信頼度関数が求まる。本冗長方式の場合、 N_{LM} に対して一般式を求めることは困難であるので、計算機を用いて求める方法を以下に述べる。

図4.10、4.11に示したいずれの場合も同様の考え方で解くことができるため、ここでは図4.10(a)すなわちCIR形切替器を用いたホイール状50%冗長方式I形の場合について解法を示す。

図4.10(a)のグラフからi番目の基本的な構成要素を取り出し、図4.12のように α_i , β_i , γ_i , ξ_i , η_i 及び-方向を定義する。但し、

$$\alpha_i = a_{3i-2}, \beta_i = a_{3i-1}, \gamma_i = a_{3i} \quad (4.6)$$

である。次に以下に示す命題に対応した論理変数 A_k , B_k , D_k , E_k , Q_k を導入する。

A_k : $\{\xi_i; i = 1, k-1\}$, $\{\eta_i; i = 1, k-1\}$ が接続可能で且つ ξ_k が
-方向に接続可能。

B_k : $\{\xi_i; i = 1, k-1\}$, $\{\eta_i; i = 1, k-1\}$ が接続可能で且つ ξ_k が
-方向に接続不可能。

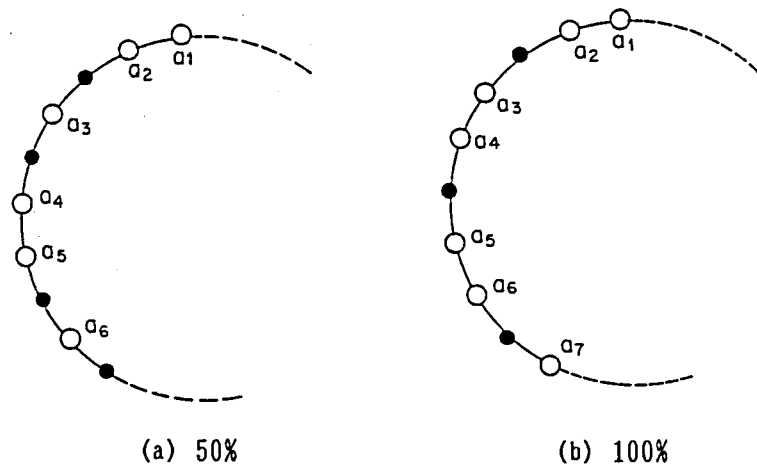


図4.10 ホイール状冗長方式Ⅰのグラフ表示
Fig. 4.10 Graphic wheel-like redundancy network I.

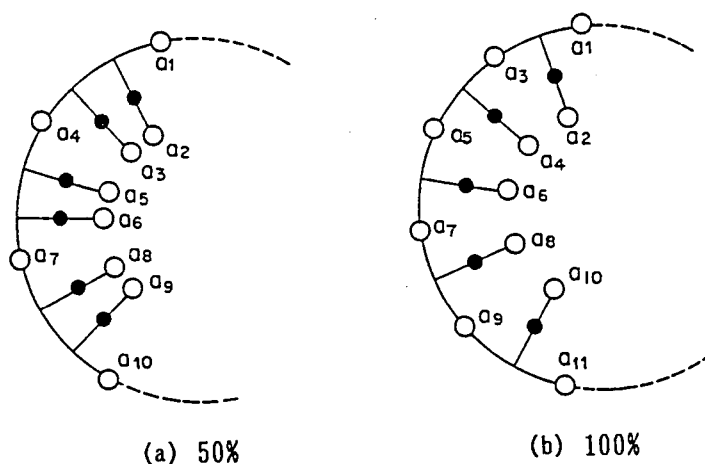


図4.11 ホイール状冗長方式Ⅱのグラフ表示
Fig. 4.11 Graphic wheel-like redundancy network II.

表4.2 a_i の定義

a_i	ユニットの状態
0	故障
1	残存

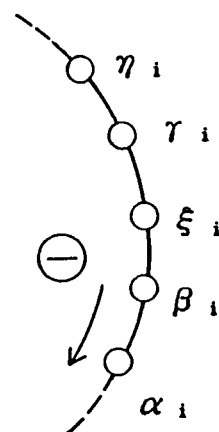


図4.12 記号の定義
Fig. 4.12 Definition of symbols.

$D_k : \{ \xi_i ; i = 1, k \}, \{ \eta_i ; i = 1, k-1 \}$ が接続可能で且つ η_k が一方
向に接続可能.

$E_k : \{ \xi_i ; i = 1, k \}, \{ \eta_i ; i = 1, k-1 \}$ が接続可能で且つ η_k が一方
向に接続不可能.

$Q_k : \xi_k$ 又は η_{k-1} が接続不可能.

このとき, A_k, B_k, D_k, E_k, Q_k の間には次のような漸化式が成立する.

$$A_{k+1} = [(\alpha_{k+1} \vee \beta_{k+1} = 1) \wedge D_k] \vee [(\alpha_{k+1} \wedge \beta_{k+1} = 1) \wedge E_k] \quad (4.7)$$

$$B_{k+1} = [(\alpha_{k+1} \vee \beta_{k+1} = 0) \wedge D_k] \vee [(\alpha_{k+1} \oplus \beta_{k+1} = 1) \wedge E_k] \quad (4.8)$$

$$D_{k+1} = [(\tau_{k+1} = 1) \wedge A_{k+1}] \quad (4.9)$$

$$E_{k+1} = [(\tau_{k+1} = 0) \wedge A_{k+1}] \vee [(\tau_{k+1} = 1) \wedge B_{k+1}] \quad (4.10)$$

$$Q_{k+1} = [(\alpha_{k+1} \vee \beta_{k+1} = 0) \wedge E_k] \vee [(\tau_{k+1} = 0) \wedge B_{k+1}] \quad (4.11)$$

但し, \vee は論理和, \wedge は論理積, \oplus は排他的論理和を示す. ここで, 便宜上次のように定義される新しい論理変数 F_k, G_k, H_k を導入する.

$$F_{k+1} = [(\alpha_{k+1} = 1) \wedge D_k] \quad (4.12)$$

$$G_{k+1} = [(\alpha_{k+1} = 0) \wedge D_k] \vee [(\alpha_{k+1} = 1) \wedge E_k] \quad (4.13)$$

$$H_{k+1} = [(\alpha_{k+1} = 0) \wedge E_k] \quad (4.14)$$

このとき, 式(4.7), (4.8), (4.11)より A_k, B_k, Q_k は次のように表すことができる.

$$A_{k+1} = [F_{k+1}] \vee [(\beta_{k+1} = 1) \wedge G_{k+1}] \quad (4.15)$$

$$B_{k+1} = [(\beta_{k+1} = 0) \wedge G_{k+1}] \vee [(\beta_{k+1} = 1) \wedge H_{k+1}] \quad (4.16)$$

$$Q_{k+1} = [(\beta_{k+1} = 0) \wedge H_{k+1}] \vee [(\tau_{k+1} = 0) \wedge B_{k+1}] \quad (4.17)$$

従って, 式(4.12)~(4.17)は遷移表を用いて表4.3のように表すことができる.

2^L通りの $\{a_i ; i = 1, L\}$ の各パターンは, 表4.3の遷移表に従って残存し得るパターンであるかどうかを調べることができる. すなわち, a_i の値が確定前の状態として D 又は E を仮定して, $\{a_i ; i = 1, L\}$ を遷移表に従って検査した際に, 最後まで Q の状態とならず, 且つ最初の a_i に対する仮定と矛盾しなければ, この場合のパターンは残存し得るパターンであるとみなすことができる. このようにして求めた残存し得るパ

表4.3 遷移表

		a _i の値が 確定後の状態	
		a _i	
		0	1
a _i 確定前の状態 の値が	A	E	D
	B	Q	E
	D	G	F
	E	H	G
	F	A	A
	G	B	A
	H	Q	B

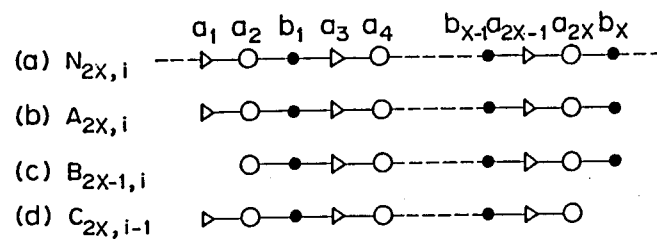


図4.13 SPDT形切替器を用いたホイール状冗長方式のグラフ表示

Fig. 4.13 Graphic wheel-like redundancy network with SPDT switches.

ターンの内,

$$M = \sum_{i=1}^L a_i \quad (4.18)$$

を満足するものの数が N_{LM} となり, 式(4.5)より信頼度関数を求めることができる.

S P D T 形切替器の場合も同様の方法を適用することができるが, さらに, 次のような考え方に基づいて閉じた漸化式を作成することができる. ここでは, 図4.9の場合について述べる.

まず, 図4.10, 4.11と同様に図4.9を図4.13(a)のようにグラフ化する.

図4.13において, 黒丸 $\{b_i; i=1, 2, \dots, X\}$ は各チャネルの入出力, 白三角 $\{a_i; i=1, 3, \dots, 2X-1\}$ 及び白丸 $\{a_i; i=2, 4, \dots, 2X\}$ は各ユニットを示す. この時, システムの残存性は, すべての黒丸が白三角を飛び越すことなしに, 少なくとも1つの残存している白丸または白三角に接続できるかどうかという問題として考えることができる. 図4.13(a)は閉ループをなしているので, 図4.13(b)~(d)のように3種の開ループについて考えることとし, 各系が残存する場合の数を $N_{2X,1}$ と同様に $A_{2X,1}$, $B_{2X,1}$, $C_{2X,1}$ とする. この時, 図4.13(b)に対して, a_{2X-1}, a_{2X} の残存性に従って場合分けを行うと,

$$\begin{cases} A_{2X,1} = C_{2(X-1),1-2} + 2A_{2(X-1),1-1} \\ A_{2,1} = 2, A_{2,2} = 1, 2 \leq X \leq i \leq 2X, \end{cases} \quad (4.19)$$

図4.13(c)に対して, a_2, a_3 の残存性に従って場合分けを行うと,

$$\begin{cases} B_{2X-1,1} = A_{2(X-1),1-1} + B_{2X-3,1-1} \\ B_{2,1} = 2, 2 \leq X \leq i \leq 2X-1, \end{cases} \quad (4.20)$$

図4.13(d)に対して, a_{2X-1}, a_{2X} の残存性に従って場合分けを行うと,

$$\begin{cases} C_{2X,1-1} = C_{2(X-1),1-2} + C_{2(X-1),1-3} + A_{2(X-1),1-2} + A_{2(X-1),1-1} \\ C_{2,0} = 2, C_{2,1} = 1, C_{2,2} = 1, 2 \leq X \leq i \leq 2X+1, \end{cases} \quad (4.21)$$

が成立する．ここで，図4.13(a) に対して， a_{2x-1}, a_{2x} の残存性に従って場合分けを行うと次式が成立する．

$$\begin{cases} N_{2x,1} = C_{2(x-1),1-2} + N_{2(x-1),1-1} + B_{2x-1,1} \\ N_{2,1} = 2, N_{2,2} = 1, 2 \leq x \leq i \leq 2x, \end{cases} \quad (4.22)$$

式(4.19)～(4.22)を用いると N_{LM} を求めることができる．

4.4.3 平均寿命

各冗長方式の信頼性を示す基準としてMTTF，すなわち平均寿命を求める．定義よりMTTFは，

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (4.23)$$

である．従って，式(4.2)～(4.5)を用いると，従来の50%冗長方式の場合は，

$$MTTF = \sum_{i=0}^Y (-1)^i {}_Y C_i \left(1 + \frac{2\lambda_1}{\lambda_2}\right)^{Y-i} \left(\frac{2\lambda_1}{\lambda_2}\right)^i \frac{1}{2Y\lambda_1 + i\lambda_2} \quad (4.24)$$

従来の100%冗長方式の場合は，

$$MTTF = \sum_{i=0}^Y (-1)^i {}_Y C_i \left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)^{Y-i} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)^i \frac{1}{Y\lambda_1 + i\lambda_2} \quad (4.25)$$

平滑状態待機冗長方式の場合は，

$$MTTF = \sum_{m=x}^L \int_0^{\infty} Z_{LM}(t) dt \quad (4.26)$$

ホイール状冗長方式の場合は，

$$MTTF = \sum_{m=x}^L \frac{N_{LM}}{L C_m} \int_0^{\infty} Z_{LM}(t) dt \quad (4.27)$$

となる．但し，式(4.1)より

$$\int_0^{\infty} Z_{LM}(t) dt = \prod_{i=0}^{L-M-1} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} X + Y - i \right) \times \sum_{j=0}^{L-M} (-1)^j \frac{1}{j! (L-M-j)! [X\lambda_1 + (M-X+j)\lambda_2]} \quad (4.28)$$

である。

4.4.4 解析結果

これまでに述べたアルゴリズムに従って求めたCIR形切替器を用いたホイール状冗長方式の信頼度について述べる。

まず、ホイール状50%冗長方式I形の場合の N_{LM} を表4.4，ホイール状50%冗長方式II形の場合を表4.5，ホイール状100%冗長方式I形の場合を表4.6，ホイール状100%冗長方式II形の場合を表4.7に示す。同表によると， $\{N_{LM}; M = \text{一定}\}$ の数列は，50%予備の場合には第 $L-M-1$ 階の差分が項差 3^{L-M} の等差数列，100%予備の場合には第 $L-M-1$ 階の差分が項差 2^{L-M} の等差数列となっている。また，式(4.19)～(4.22)を用いて求めたSPDT形ホイール状100%冗長方式I形の N_{LM} を表4.8に示す。表4.6，4.7に比べて値は少し低くなる。

次に，式(4.1)～(4.5)及び表4.4～4.7を用いて行った各冗長方式の信頼度の計算結果を図4.14，4.15に示す。但し，各ユニットの故障率は待機中及び動作中いずれにおいても等しく，

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda \quad (4.29)$$

としている。図4.14はチャネル数 X が4の場合で，ホイール状50%冗長方式はI形，II形いずれも平滑状態待機冗長方式の理想値を達成している。ホイール状100%冗長方式の場合はII形のみ理想値を達成している。図4.15はチャネル数が8の場合で，ホイール状冗長方式はいずれも理想値を達成していないが，従来の方式に比較して大きな改善を期待できることが分かる。又，図4.14，4.15いずれにおいても，ホイール状50%冗長方式は従来の100%冗長方式より信頼度が高くなっていることが分かる。

各装置の故障率として，待機中及び動作中いずれに対しても3000FITを仮定し，5年後のシステム信頼度について行った計算結果を表4.9に示す。本表によると，ホイール状冗

表4.4 ホイール状 50%冗長方式Ⅰ形の N_{LM}

L \ M	L	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5
3	1	3				
6	1	6	15			
9	1	9	36	72		
12	1	12	66	204	327	
15	1	15	105	435	1095	1443

表4.5 ホイール状 50%冗長方式Ⅱ形の N_{LM}

L \ M	L	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5
3	1	3				
6	1	6	15			
9	1	9	36	84		
12	1	12	66	220	475	
15	1	15	105	455	1340	2628

表4.6 ホイール状100%冗長方式Ⅰ形の N_{LM}

L \ M	L	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5	L-6	L-7	L-8	L-9	L-10
2	1	2									
4	1	4	6								
6	1	6	15	20							
8	1	8	28	56	66						
10	1	10	45	120	205	212					
12	1	12	66	220	489	732	666				
14	1	14	91	364	994	1918	2555	2060			
16	1	16	120	560	1812	4256	7296	8752	6306		
18	1	18	153	816	3051	8424	17502	27072	29529	19172	
20	1	20	190	1140	4835	15324	37250	69720	98425	98420	58026

表4.7 ホイール状100%冗長方式Ⅱ形の N_{LM}

L \ M	L	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5	L-6	L-7	L-8	L-9	L-10
2	1	2									
4	1	4	6								
6	1	6	15	20							
8	1	8	28	56	70						
10	1	10	45	120	210	247					
12	1	12	66	220	495	786	864				
14	1	14	91	364	1001	1995	2919	2984			
16	1	16	120	560	1820	4360	7896	10728	10182		
18	1	18	153	816	3060	8559	18420	30762	39006	34391	
20	1	20	190	1140	4845	15494	38580	76010	118170	140410	115211

表4.8 SPDT形ホイール状100%冗長方式の N_{LM}

L \ M	L	L-1	L-2	L-3	L-4	L-5	L-6	L-7	L-8	L-9	L-10
2	1	2									
4	1	4	6								
6	1	6	15	17							
8	1	8	28	52	46						
10	1	10	45	115	170	122					
12	1	12	66	214	435	534	321				
14	1	14	91	357	917	1554	1631	842			
16	1	16	120	552	1708	3656	5324	4880	2206		
18	1	18	153	807	2916	7506	13821	17667	14373	5777	
20	1	20	190	1130	4665	13994	30975	50150	57170	41810	15126

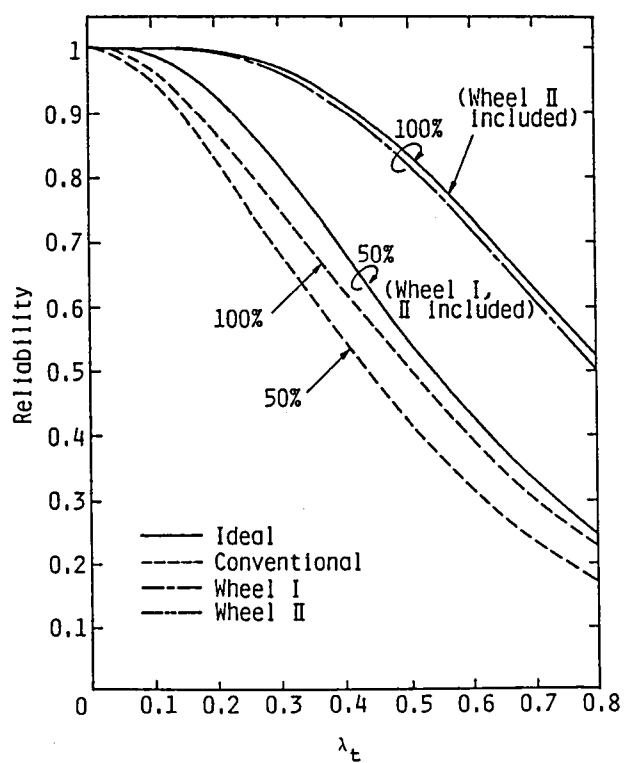


図4.14 冗長方式の信頼度
Fig. 4.14 Redundancy network reliability.

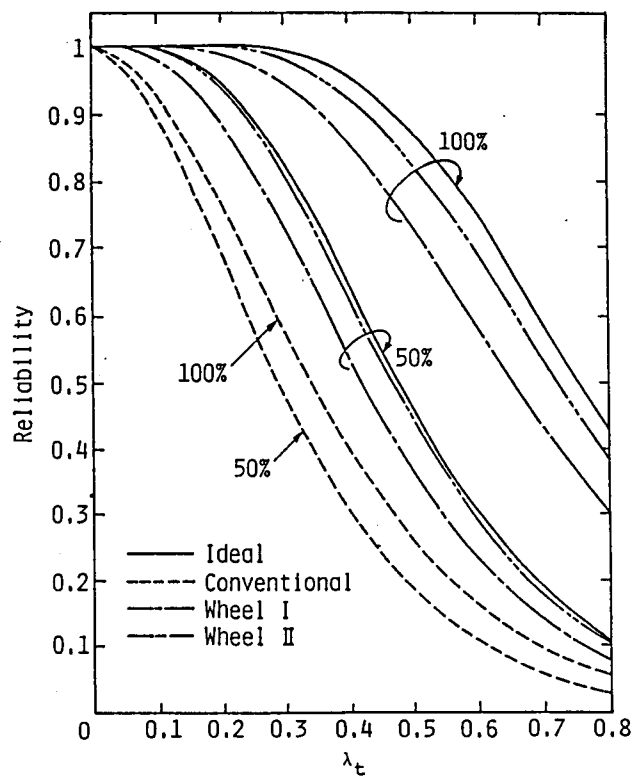


図4.15 冗長方式の信頼度
Fig. 4.15 Redundancy network reliability.

表4.9 装置の故障率が3000FIT の場合の5年後システム信頼度

X	従来の方式		ホイール状方式Ⅰ		ホイール状方式Ⅱ		理 想 値	
	50%	100%	50%	100%	50%	100%	50%	100%
1	—	0.98484	—	0.98484	—	0.98484	—	0.98484
2	0.95825	0.96991	0.95825	0.99322	0.95825	0.99322	0.95825	0.99322
3	—	0.95520	—	0.99720	—	0.99720	—	0.99720
4	0.91824	0.94072	0.97202	0.99831	0.97202	0.99885	0.97202	0.99885
5	—	0.92646	—	0.99842	—	0.99946	—	0.99953
6	0.87990	0.91241	0.97248	0.99824	0.98267	0.99964	0.98267	0.99981
7	—	0.89858	—	0.99798	—	0.99968	—	0.99992
8	0.84317	0.88495	0.96675	0.99770	0.98780	0.99967	0.98941	0.99997
9	—	0.87153	—	0.99741	—	0.99963	—	0.99999
10	0.80796	0.85832	0.95933	0.99712	0.98933	0.99959	0.99354	0.99999

表4.10 装置の故障率が動作中3000FIT，待機中2100FIT の場合の5年後システム信頼度

X	従来の方式		ホイール状方式Ⅰ		ホイール状方式Ⅱ		理 想 値	
	50%	100%	50%	100%	50%	100%	50%	100%
1	—	0.98695	—	0.98695	—	0.98695	—	0.98695
2	0.96195	0.97406	0.96195	0.99466	0.96195	0.99466	0.96195	0.99466
3	—	0.96135	—	0.99797	—	0.99797	—	0.99797
4	0.92534	0.94880	0.97565	0.99887	0.97565	0.99923	0.97565	0.99923
5	—	0.93642	—	0.99899	—	0.99966	—	0.99971
6	0.89013	0.92419	0.97695	0.99891	0.98555	0.99979	0.98555	0.99989
7	—	0.91213	—	0.99877	—	0.99982	—	0.99996
8	0.85626	0.90022	0.97274	0.99862	0.99023	0.99982	0.99153	0.99998
9	—	0.88847	—	0.99847	—	0.99980	—	0.99999
10	0.82367	0.87688	0.96705	0.99831	0.99171	0.99979	0.99504	1.00000

長方式Ⅰ形の場合は、50%予備で $X = 4$ まで、100%予備で $X = 3$ まで、ホイール状冗長方式Ⅱ形の場合は、50%予備で $X = 6$ まで、100%予備で $X = 4$ まで、平滑状態待機冗長方式の理想値を達成することが分かる。又、ホイール状50%冗長方式は $X = 2$ の場合を除いて常に従来の100%冗長方式より信頼度が高くなることが分かる。

次に、待機中の部品の故障率が動作中に比較して小さいような場合として、

$$\lambda_2 = 0.7 \lambda_1 \quad (4.30)$$

を想定し、計算を行った結果を表4.10に示す。但し、具体的な数値については報告例がないため、一例として式(4.30)を仮定した。表4.9と比較すると、各方式とも信頼度が若干高くなっているが、その相対関係は同じであり、ホイール状冗長方式は従来の方式と比較して大きな信頼度の改善を示している。

次に、平均寿命(MTTF)に関して、各装置の故障率として、待機中及び動作中いずれに対しても3000FITを仮定した計算結果を表4.11に示す。本表によると、各方式ともチャンネル数が増加するに従って、MTTFは単調に減少するが、ホイール状冗長方式においては、従来の冗長方式に比較して減少量が小さく、寿命の点でも大きく改善されることが分かる。

ホイール状冗長方式の場合、表4.12に示すように、従来の冗長方式と比較して切替器の数が増加する。従って、切替器の故障率が無視できない場合には切替器の影響を考慮する必要がある。

切替器の故障に関しては、幾つかの故障モードが想定される。例えば、固定状態故障に対しては、従来の冗長方式は予備への切替えが不可能となるが、ホイール状冗長方式は予備への切替えが可能な場合が起り得る。従って、切替器の故障はホイール状冗長方式に対して必ずしも不利であるとはいえないが、ここでは、一旦故障した切替器は使用不能となるような故障モードを仮定して、ホイール状冗長方式に不利な場合の信頼度評価を行う。但し、切替器の故障率 λ_s は各装置の故障率と同様に一定と仮定する。このとき、従来の50%冗長方式、100%冗長方式それぞれの信頼度関数は、次のようになる。

$$R(t) = \exp(-4Y \lambda_s t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{ss}(t) Z_{s2}(t) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \exp(-2\lambda_s t) \right\}^i \quad (4.31)$$

表4.11 装置の故障率が3000FIT の場合のMTTF (単位：年)

X	従来の方式		ホイール状方式Ⅰ		ホイール状方式Ⅱ		理 想 値	
	50%	100%	50%	100%	50%	100%	50%	100%
1	—	57.1	—	57.1	—	57.1	—	57.1
2	31.7	34.9	31.7	41.2	31.7	41.2	31.7	41.2
3	—	26.6	—	36.1	—	36.1	—	36.1
4	19.7	22.2	23.5	33.1	23.5	33.7	23.5	33.7
5	—	19.3	—	30.8	—	32.0	—	32.2
6	15.1	17.2	19.9	29.0	20.8	30.7	20.8	31.2
7	—	15.7	—	27.4	—	29.6	—	30.5
8	12.6	14.5	17.5	26.1	19.2	28.7	19.4	30.0
9	—	13.5	—	25.0	—	27.8	—	29.6
10	11.0	12.7	15.8	24.1	18.1	27.0	18.6	29.3

表4.12 各冗長方式の所要切替器数

	従来の冗長方式		ホイール状冗長方式	
	50%予備	100%予備	50%予備	100%予備
切替器数	3 X	2 X	5 X	6 X

$$R(t) = \exp(-2Y \lambda_3 t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{22}^{Y-1}(t) Z_{21}^1(t) \quad (4.32)$$

ホイール状冗長方式の場合、一般式を導出することは非常に複雑となるので、最悪の場合を想定して、従来の冗長方式と比較する。すなわち、100%冗長方式に対しては、各チャネルがそれぞれに対応した2台の装置のいずれかに接続される場合には厳密解を用い、それ以外の場合にはすべての切替器が残存する必要があるとする。50%冗長方式に対しては、各2チャネルがそれぞれに対応した3台の装置のいずれかに接続される場合に厳密解を用い、それ以外の場合にはすべての切替器が残存している必要があるとする。このように考えると、ホイール状50%冗長方式Ⅰ形に対して、

$$R(t) \geq \exp(-8Y \lambda_3 t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{33}^{Y-1}(t) Z_{32}^1(t) \\ + \exp(-10Y \lambda_3 t) \sum_{m=x}^L (N_{LM} - Y C_{L-m} 3^{L-m}) Z_{LM}(t) / L C_m \quad (4.33)$$

ホイール状 100%冗長方式Ⅰ形に対して、

$$R(t) \geq \exp(-4Y \lambda_3 t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{22}^{Y-1}(t) Z_{21}^1(t) \\ + \exp(-6Y \lambda_3 t) \sum_{m=x}^L (N_{LM} - Y C_{L-m} 2^{L-m}) Z_{LM}(t) / L C_m \quad (4.34)$$

ホイール状50%冗長方式Ⅱ形に対して、

$$R(t) \geq \exp(-4Y \lambda_3 t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{33}^{Y-1}(t) Z_{32}^1(t) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \exp(-4 \lambda_3 t) \right\}^1 \\ + \exp(-10Y \lambda_3 t) \sum_{m=x}^L (N_{LM} - Y C_{L-m} 3^{L-m}) Z_{LM}(t) / L C_m \quad (4.35)$$

ホイール状 100%冗長方式Ⅱ形に対して、

$$R(t) \geq \exp(-2Y \lambda_3 t) \sum_{i=0}^Y Y C_i Z_{22}^{Y-1}(t) Z_{21}^1(t) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \exp(-4 \lambda_3 t) \right\}^1 \\ + \exp(-6Y \lambda_3 t) \sum_{m=x}^L (N_{LM} - Y C_{L-m} 2^{L-m}) Z_{LM}(t) / L C_m \quad (4.36)$$

のような関係式が成立する。但し、上式における等号は $Y = 1$ の場合のみ成立する。

式(4.31)～(4.36)を用いて行った計算結果を表4.13に示す。但し、切替器の故障率と

表4.13 装置の故障率が3000FIT，切替器の故障率が50FIT の場合の5年後システム信頼度

X	従来の冗長方式		ホイール状冗長方式Ⅰ		ホイール状冗長方式Ⅱ	
	50%予備	100%予備	50%予備	100%予備	50%予備	100%予備
1	—	0.98053	—	0.97625	—	0.97960
2	0.94907	0.96145	0.94161	> 0.97577	0.94825	> 0.98232
3	—	0.94273	—	> 0.97080	—	> 0.98040
4	0.90074	0.92438	> 0.93810	> 0.96297	> 0.95066	> 0.97601
5	—	0.90639	—	> 0.95414	—	> 0.97042
6	0.85486	0.88874	> 0.92154	> 0.94501	> 0.94889	> 0.96428
7	—	0.87144	—	> 0.93580	—	> 0.95785
8	0.81132	0.85448	> 0.89932	> 0.92655	> 0.94104	> 0.95123
9	—	0.83785	—	> 0.91730	—	> 0.94448
10	0.77000	0.82154	> 0.87586	> 0.90804	> 0.92925	> 0.93759

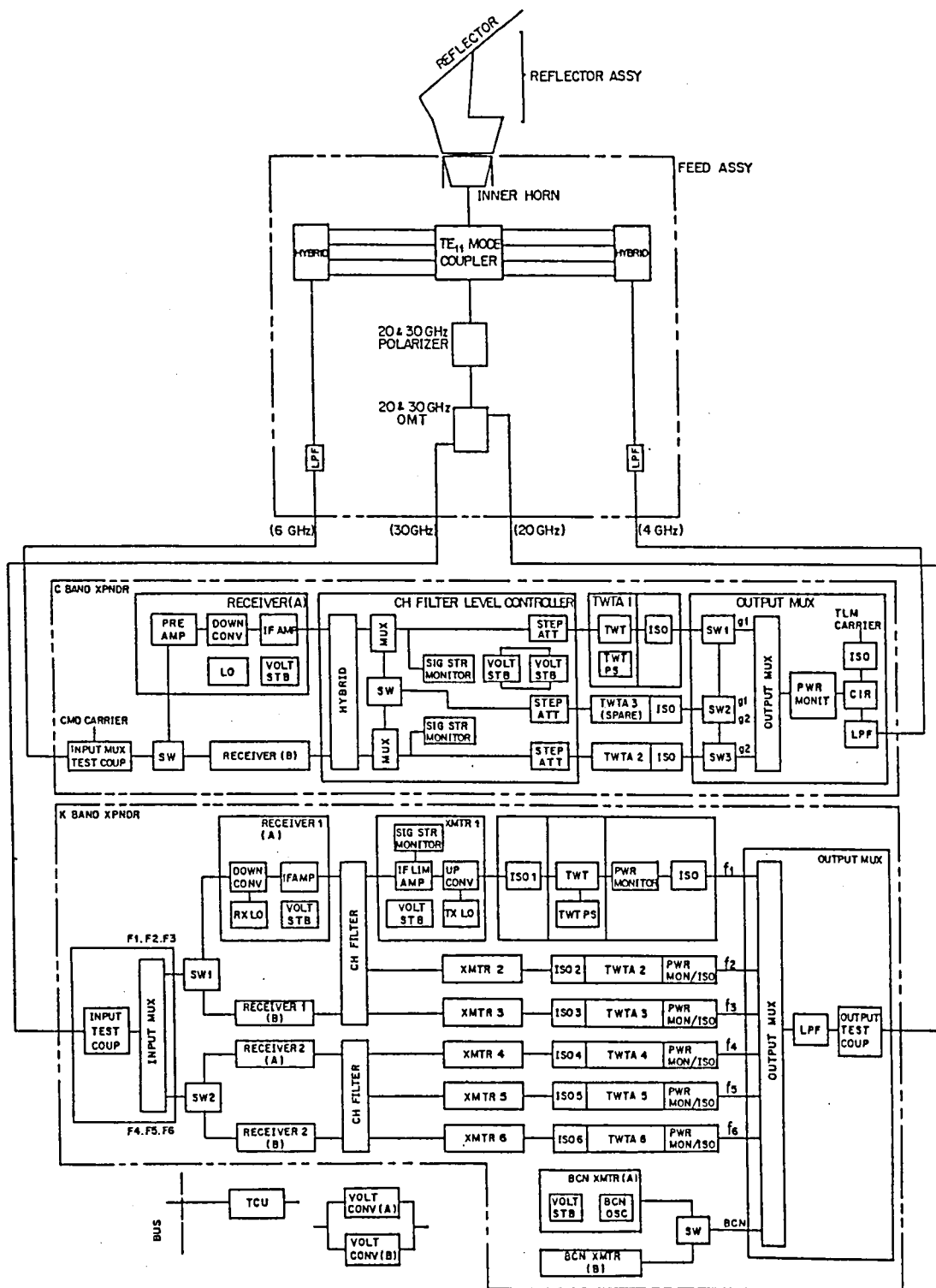


図 4.16 CS-2 中継系の構成
Fig. 4.16 CS-2 relay system configuration.

図 4.17 シングルコンバージョン中継系の構成例
Fig.4.17 Single conversion relay system configuration example.

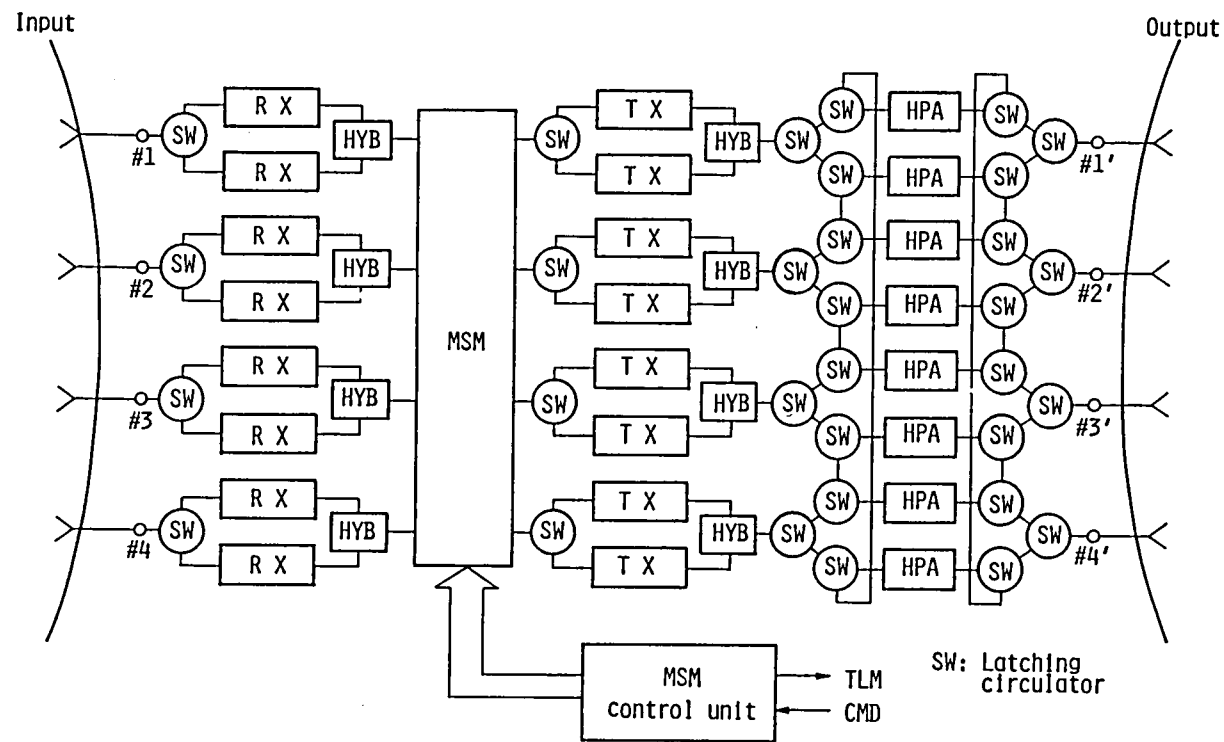


図4.18 SS/TDMA中継系の構成例

Fig.4.18 SS/TDMA relay system configuration example.

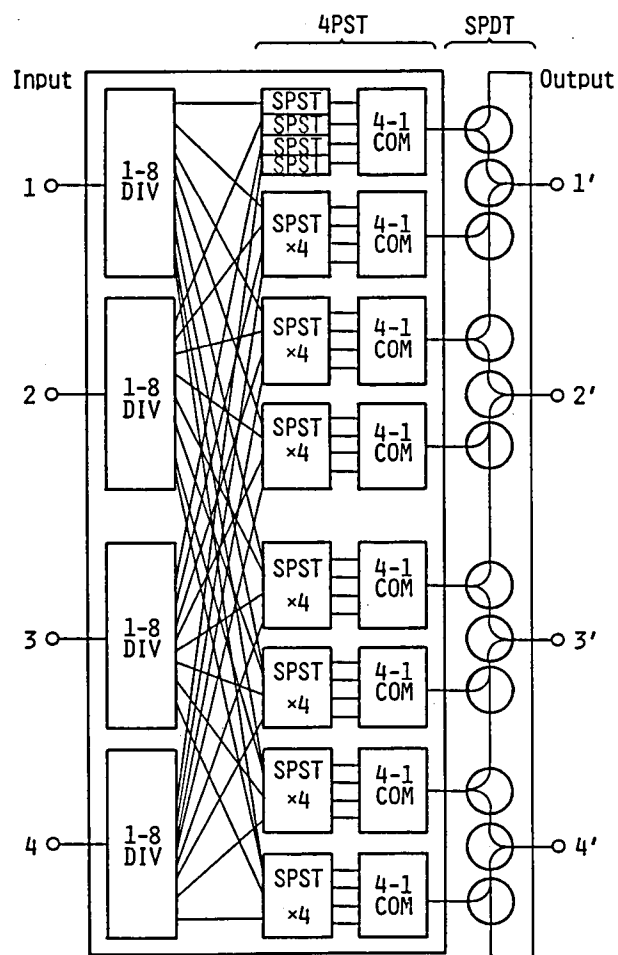


図 4.19 マイクロ波帯スイッチマトリクス構成例
Fig. 4.19 Microwave switch matrix configuration example.

して 50FIT, 装置の故障率として 3000FITを想定し, 5年後の信頼度を求めている. $X = 2$ の 50%冗長方式, $X = 1$ の 100%冗長方式の場合は, 当然のことながら従来の冗長方式の方が信頼度が高くなっているが, これ以外の場合においては, ホイール状冗長方式の改善効果が依然顕著である.

4.5 通信衛星搭載機器への適用

4.2 節に述べた分波器を用いた冗長方式はCS-2の通信系に適用されている. CS-2の通信系サブシステムの構成を図4.16に示す⁽³⁹⁾. 図4.16におけるC帯トランスポンダ送信部に本冗長方式が採用されている.

一方, ホイール状冗長方式はCS-2以降の多数のトランスポンダを搭載した通信衛星への適用について試作を含めた検討が行われている. 図4.17はシングルコンバージョン中継系に適用した例で送信部(TX)及び高出力部(HPA)に適用した例である⁽⁴⁰⁾. 図4.18はSS/TDMA方式に適用した例で, 高出力部(HPA)に適用している^(41, 42). さらに, 図4.19に示すように, スイッチマトリクス部(MSM)における4PSTスイッチを1単位としてSPDTスイッチを用いたホイール状冗長回路を構成している.

4.6 第4章のまとめ

本章では, 搭載通信機器の信頼性を向上させるという観点から新しい冗長方式について検討を行った. 主要な結果をまとめると, 下記の通りである.

- (1) 周波数帯の異なる複数のトランスポンダに対して共通の予備を設定するためのフィルタを使用した冗長方式を提案した.
- (2) 多数のトランスポンダに対して, 比較的簡易な構成のもとに自由度の高い予備構成を実現するため, 簡易な構成の3端子切替器を使用したホイール状冗長方式を提案した.
- (3) 複雑な回路構成を有する冗長方式に対して, 信頼度を計算するためのアルゴリズムを考案し, 本アルゴリズムに基づいてホイール状冗長方式の信頼度を明らかにした. この結果, 従来の冗長方式に比較して顕著な改善効果を有していることが明らかとなった.

第5章 搭載用再生中継回路

5.1 序

従来、通信衛星に搭載されるトランスポンダの主要な機能は、地上から送信された信号を下り回線用に周波数変換し増幅することであった。しかし、使用される信号の形態がアナログからデジタルへ移行し、また、衛星の能力が向上するに従い、地上のデジタル中継と同様に、一旦衛星で波形の整形及び識別を行い、上り回線と下り回線における雑音、干渉、波形歪等の累積を妨げる再生中継の適用を考え得るようになった。再生中継の形式としては当初第2.4節で述べたような所要C/Nの改善を目的として重量・消費電力等に関して衛星の負担の少ない簡易な構成の搬送波段階で直接波形整形を行う直接再生中継が提案された⁽⁴³⁾。その後、衛星の能力が一層向上するに従って、衛星内でベースバンド切替並びに各種の信号処理を行うため、ベースバンドでの再生中継が検討されつつある。本章では、重量、消費電力等に関して衛星に負担を与えないという観点から簡易な構成の再生中継回路として2種の形式を取り上げ、その特性について検討した結果を述べる。

第1の回路は2相PSK波の位相方向及び振幅方向の雑音をそれぞれ別々に抑圧することにより、搬送波段階で直接位相再生を行う回路で、太田らにより考案されたものである^(44, 45)。第2の回路はMSK波の再生中継を行うためのデジタル素子で構成した簡易な構成の検波回路である⁽⁴⁶⁾。デジタル衛星回線としては2相又は4相PSKが一般的であるが、MSKは比較的周波数の利用効率が高くかつ帯域制限を行ってもエンベロップの変動が小さいため非線形の衛星回線に適した変調方式の1つと考えられる。また、一般に検波方式としては同期検波と遅延検波があるが、搬送波再生を必要とせず、簡易な構成のもとにTDMA波のようなバースト信号にもすばやく追従し得る遅延検波は有力な方式である。このような回路の搭載化を考える上で重要な問題は、軽量・小型化をいかにして行うかということであり、LSIに適合した回路形式を実現することが必要となる。そこで、D形フリップフロップを用いた簡易な回路形式を取り上げる。本回路はデジタル素子で構成できると共に検波後の高調波除去手段を必要としないため非常に簡易な構成で検波を実現できるという特徴を有している。

5.2節では、位相再生回路を衛星回線に適用した場合に期待できる効果について、衛星

回線のシミュレーション系を構成することにより検討を行った結果を示す。5.3 節では、デジタル素子で構成した M S K 遅延検波回路について、その回路特性に影響を及ぼす主要パラメータを抽出し、十分な回路特性を実現するのに必要なパラメータの選定範囲を明らかにする。

5.2 2相 P S K 位相再生回路

5.2.1 2相 P S K 位相再生回路の原理

2相 P S K 位相再生回路は、図5.1 に示すように搬送波再生器、位相制限器、振幅制限器の縦続接続で構成される⁽⁴⁴⁾。搬送波再生器は1.7GHzの2相位相変調された入力波を2通倍することにより、3.4GHzの基準搬送波を再生する。位相制限器は非線形素子に1.7GHzの入力波と励振源として3.4GHzの基準搬送波を加えることにより、入力波と振幅が等しく、位相が対象なアイドラを作り、出力として入力信号とアイドラの合成波を取り出す。これをベクトル図で示すと図5.2 のようになり、基準搬送波の位相を0に設定すると入力信号とアイドラの合成波の位相は常に0または π に限定され、位相の識別が行われることとなる。次に、位相制限器と振幅制限器による直接再生の機構を図5.3 に示す。図5.3 において、位相制限器は入力波 S_1 の位相方向の雑音を除去することにより、 S_2 を作り、これに続く振幅制限器は振幅方向の雑音を除去することにより原信号 S_0 を再生する。

5.2.2 位相再生回路の誤り率改善特性

位相再生回路の再生中継特性を測定するために用いた実験系を図5.4 に示す^(45, 47)。変調器 (MOD) では誤り率測定器の送信部 (P e T x) より発生される100Mbps の P N パルス列により1.7GHz搬送波を2相位相変調 (P S K) する。2相 P S K 波は上り回線相当部分、トランスポンダ相当部分、下り回線相当部分を経た後、同期検波器 (D E M) において復調される。上り回線、下り回線相当部分においては、雑音発生器 (N G) より熱雑音を加え、5段バタワース形の帯域通過フィルタ (B P F) で帯域制限を行う。復調器出力側はカットオフ周波数50MHz のトムソン形低域通過フィルタ (L P F) を用い、本フィルタ出力部において符号識別を行っている。誤り率は、誤り率測定器の受信部 (P e R x) において検出する。C/N の測定は、Cは無変調時レベル、Nは常にBT=2の5

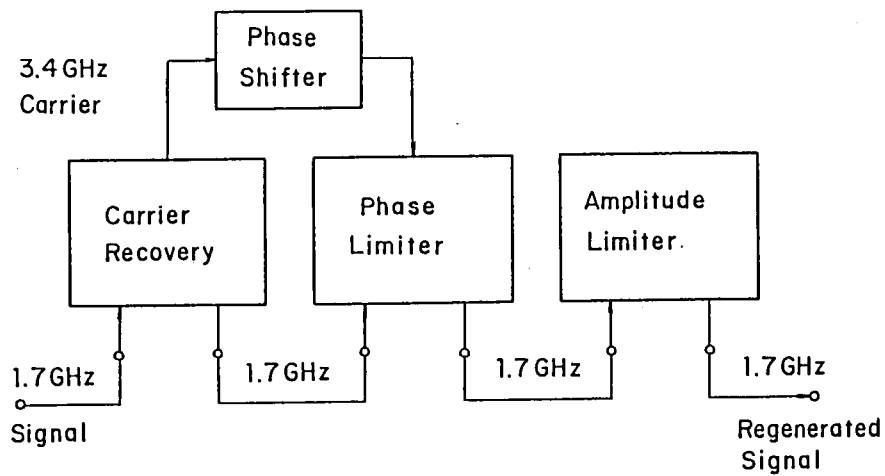


図 5.1 位相再生回路の構成
Fig. 5.1 Phase regenerative circuit configuration.

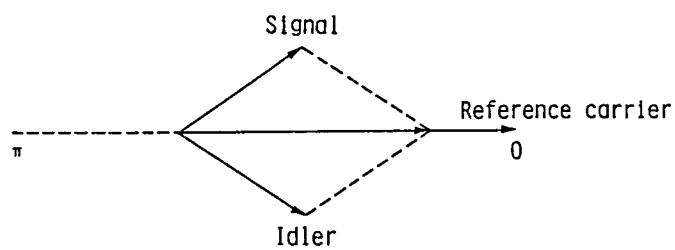


図 5.2 位相再生回路の原理 I
Fig. 5.2 Phase regenerative circuit principle I.

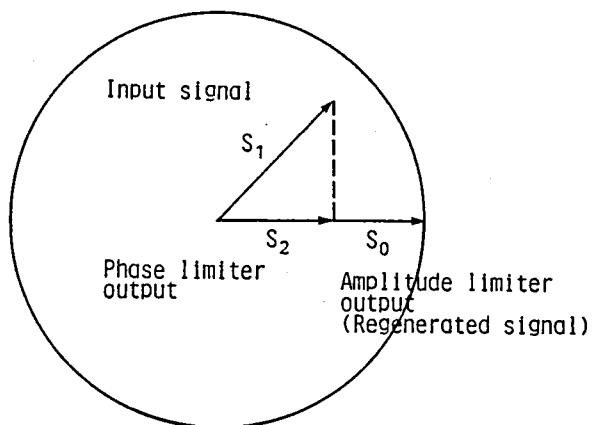


図 5.3 位相再生回路の原理 II
Fig. 5.3 Phase regenerative circuit principle II.

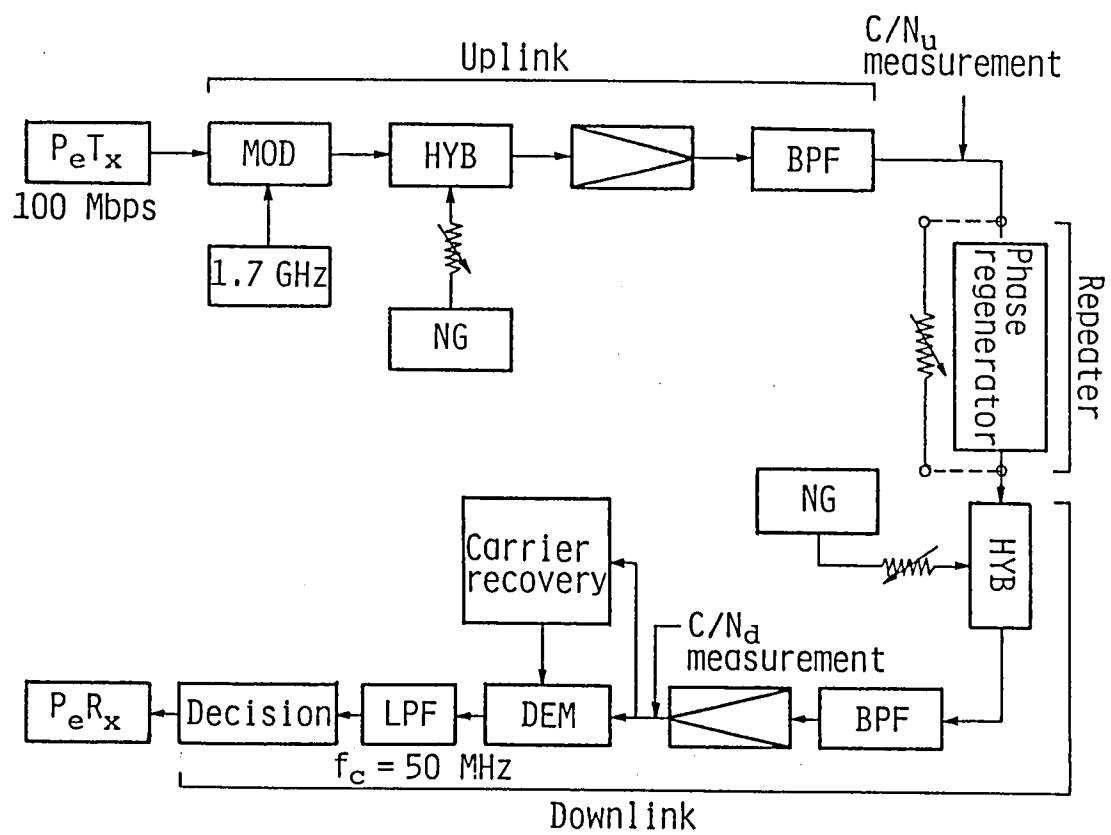


図 5.4 実験系の構成

Fig. 5.4 Experimental circuit configuration.

段パワース形フィルタを通して測定し、3.08dBの修正値を用いて帯域幅100MHzに換算したC/N表示とした。本実験に用いた位相再生回路の位相特性、振幅特性をそれぞれ図5.5(a), (b)に示す。

位相再生回路に対して期待される効果には、主として、

(1) 所要C/N量における改善

(2) 上り回線の帯域制限の狭帯域化

の2つがある。そこでこれらに関して測定した結果を示す。図5.6に、上り回線の帯域制限を $BT=1.1, 2$ とした各場合について、誤り率 $10^{-6}, 10^{-4}$ それぞれに対する位相再生回路の所要C/N特性を示す。図5.6には、位相再生回路を使用しない場合および位相再生回路を使用しない場合の特性から推定した理想的な検波再生の場合を合わせて示している。次に、雑音帯域幅と符号間干渉より決まる最適な入力側帯域制限について、測定した結果を図5.7に示す。実験においては、搬送波再生器の影響を除外するため、基準搬送波にクリーンキャリアを用いて、下り回線のC/Nを16dB, 13dBに固定して測定をおこなった。結果は、図5.7よりわかるように、 BT が1.6~2において最適値を示した。

これらの結果により、

(1) 位相再生回路により所要C/Nの改善が得られ、これは、検波再生の場合と同様に上り回線と下り回線のC/Nが均衡した領域で顕著となる。

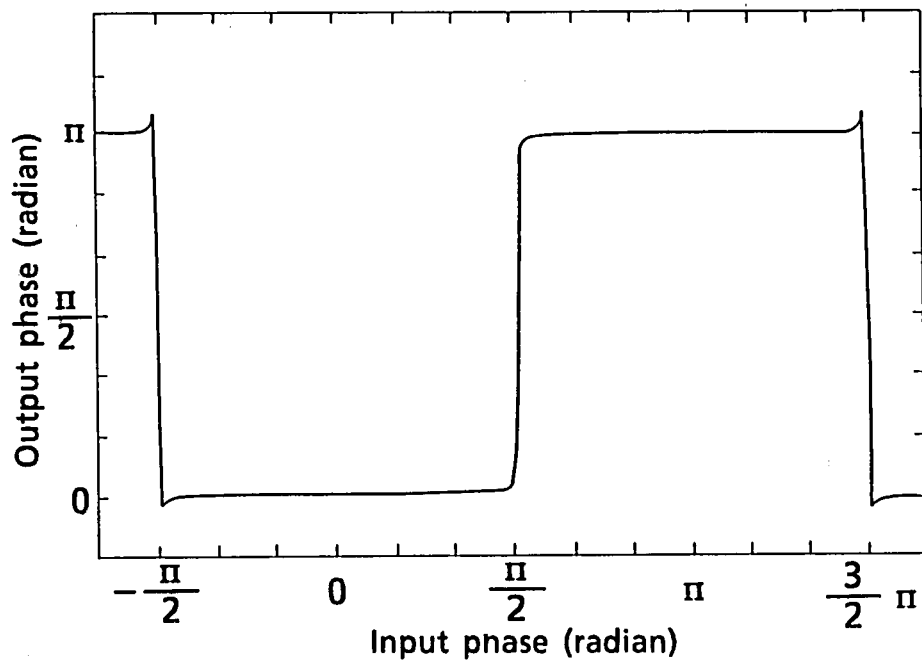
(2) 位相再生回路においては、従来の検波再生に比べて少し広めの最適帯域制限が存在する。

以上の点が明らかとなった。位相再生回路を用いた場合の検波再生の場合に比した誤り率特性の劣化の要因としては、搬送波再生器、位相制限器、振幅制限器各部の機能の不完全性、及びタイミングジッタ、キャリア位相ジッタの累積等が考えられる。また、最適帯域制限については、位相再生回路で波形が完全には再生されないため、復調器の帯域制限の影響が重畳するためと推定される。

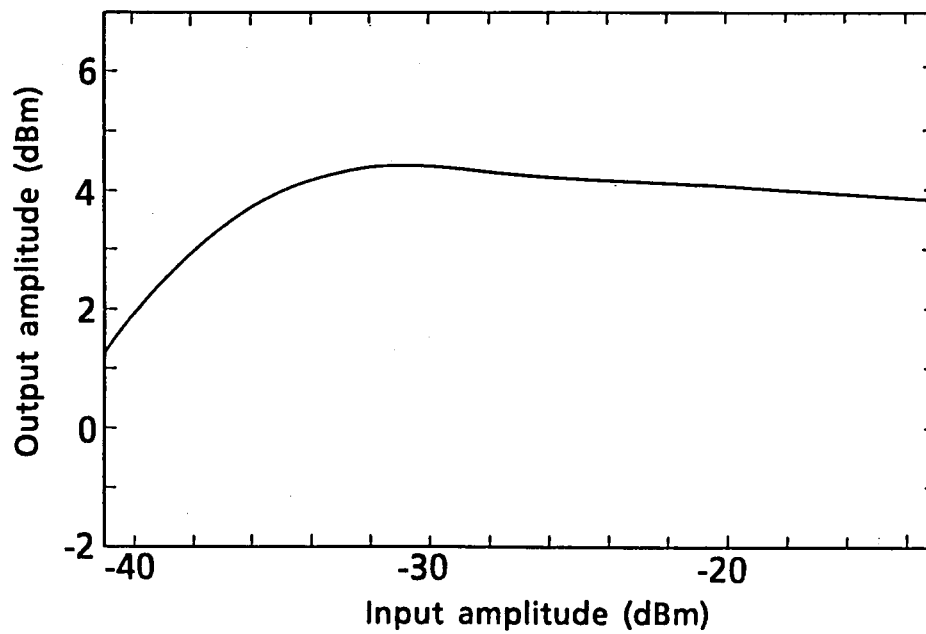
5.3 MSK遅延検波回路

5.3.1 MSK遅延検波回路の構成と原理

MSKは、占有帯域幅が狭く、非線形回路において劣化が小さいため、衛星通信に適し



(a) 位相特性



(b) 振幅特性

図 5.5 位相再生回路の入出力特性
Fig. 5.5 Input/Output characteristics of a phase regenerative circuit.

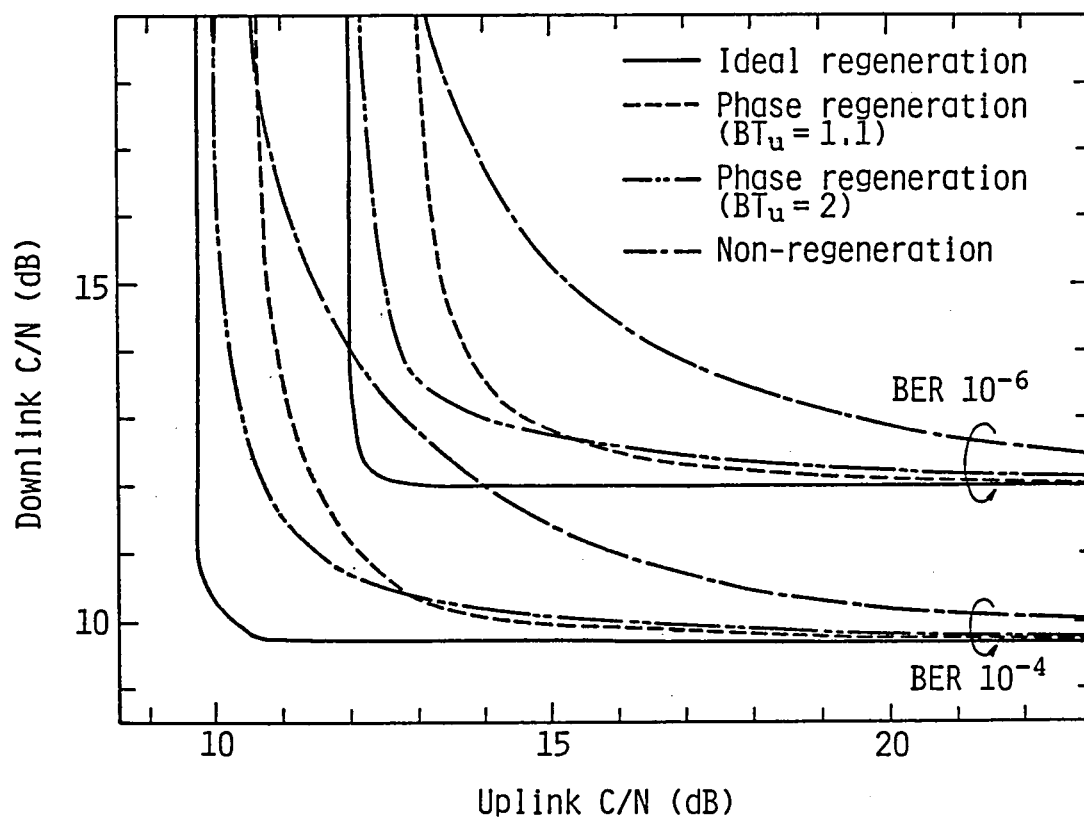


図5.6 所要C/N特性I (実験値)
Fig.5.6 Required C/N characteristics I
(experimental results).

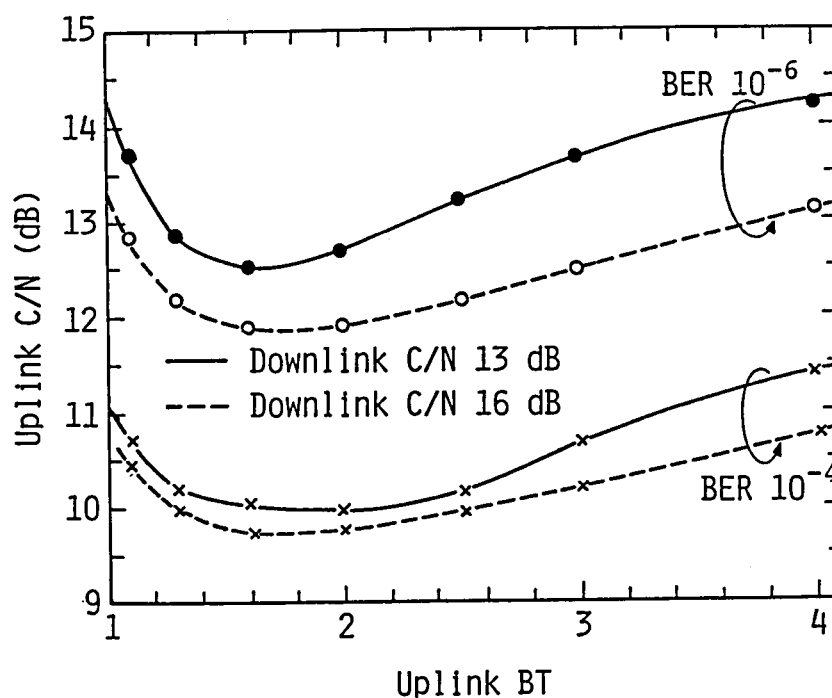


図5.7 所要C/N特性II (実験値)
Fig.5.7 Required C/N characteristics II
(experimental results).

た変調方式の一つである。MSKの検波方式としては、一般に、同期検波及び遅延検波が用いられているが、この内、遅延検波は搬送波の同期再生を必要としないため、回路が簡単になる他、バースト状信号に対してもすばやく応答するという利点を有している。従来の遅延検波回路は、遅延線のようなアナログ遅延素子と位相比較器としてのミキサーを用いる構成が一般的であるが、小型かつ低消費電力を実現するためには、LSIに適合したデジタル形の回路形式が強く望まれる。デジタル化を行った回路としては、遅延素子としてシフトレジスタ、位相比較器としてExclusive Or (EXOR)を用いた回路が知られている⁽⁴⁸⁾。本回路は、アナログ遅延検波回路と同様EXORの出力側に高調波除去用のローパスフィルタ(LPF)を必要とするが、さらに、LPFを省略できるデジタル遅延検波回路として、D形フリップフロップ(D.FF)の位相比較特性を利用した回路が考えられる⁽⁴⁹⁾。しかしながら、従来、このようなデジタル遅延検波回路の動作特性に関して詳細な検討はなされておらず、回路パラメータの設計法については不明であった。そこで、MSKに適用するためのD.FFを用いたデジタル遅延検波回路の動作特性について検討を行った⁽⁴⁶⁾。デジタル素子で構成したMSK遅延検波回路の構成を図5.8に示す。図5.8 (a)のEXOR+LPF方式は、従来のアナログ形回路の遅延線のかわりに、クロック周波数 f_{cl} のN段シフトレジスタを使用し、位相比較器としてミキサーをEXORで置き換えたものである。図5.8 (b)のD.FF方式は、遅延素子として、同じくシフトレジスタを使用し、位相比較器としてD.FFを用いたものである。D.FF方式は、EXOR+LPF方式に比べて、LPFを省略できるという利点を有している。

0101…のデータ信号で変調されたMSK波を図5.8の遅延検波回路を使用して1ビット遅延検波した場合のシミュレーション波形を図5.9(a)に示す。EXOR+LPF方式の場合、変調位相(Modulation phase)を有するMSK波(MSK wave)を、一定の条件に従って遅延された遅延MSK波(Delayed MSK wave)とともにEXORに入力することにより、EXOR出力(EXOR output)が得られる。さらに、LPFを用いることによりLPF出力(LPF output)が得られ、適当なゲートを通すと原波形が再生される。

D.FF方式の場合は、MSK波をD.FFのD端子、遅延MSK波をC端子に入力することにより、LPFを使用することなしに、D.FF出力(D.FF output)に直接原波形が再生される。しかし、条件によっては、図5.9 (b), (c)に示すように、正確には原波形

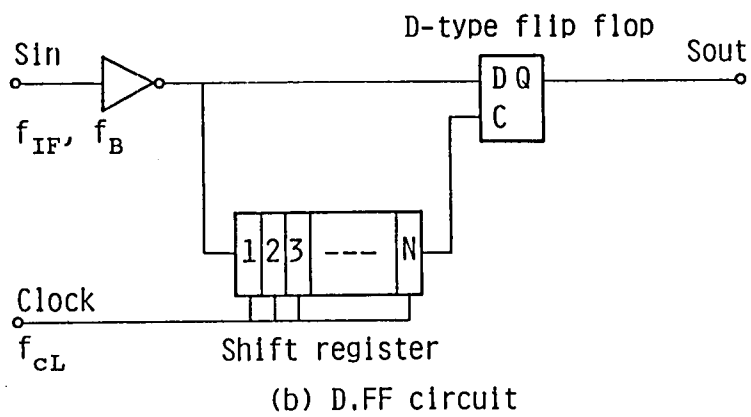
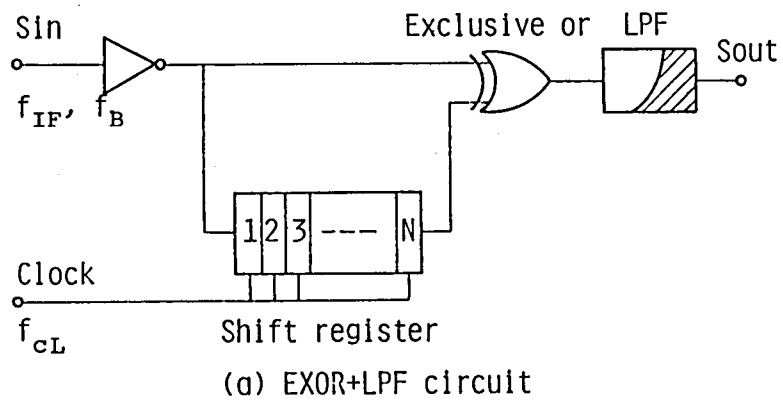


図 5.8 M S K 遅延検波回路の構成
Fig.5.8 MSK differential detection circuit configuration.

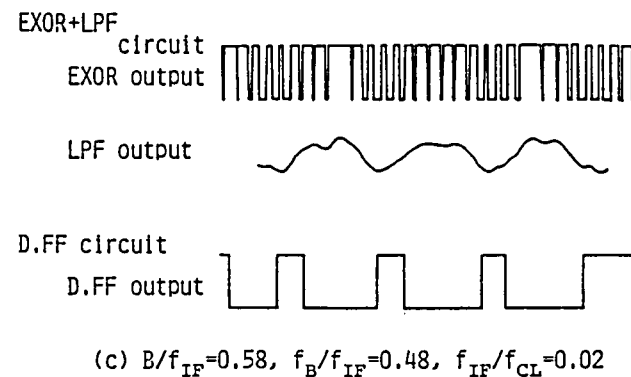
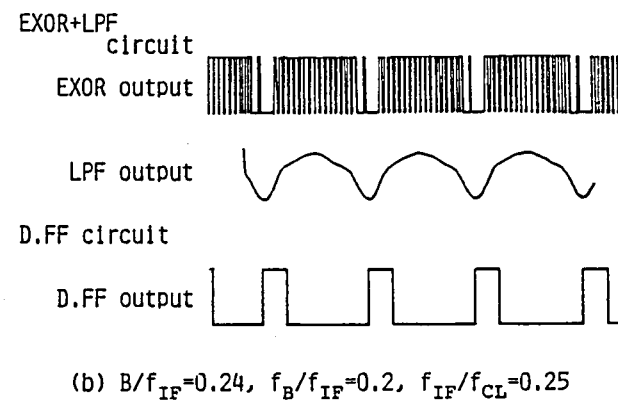
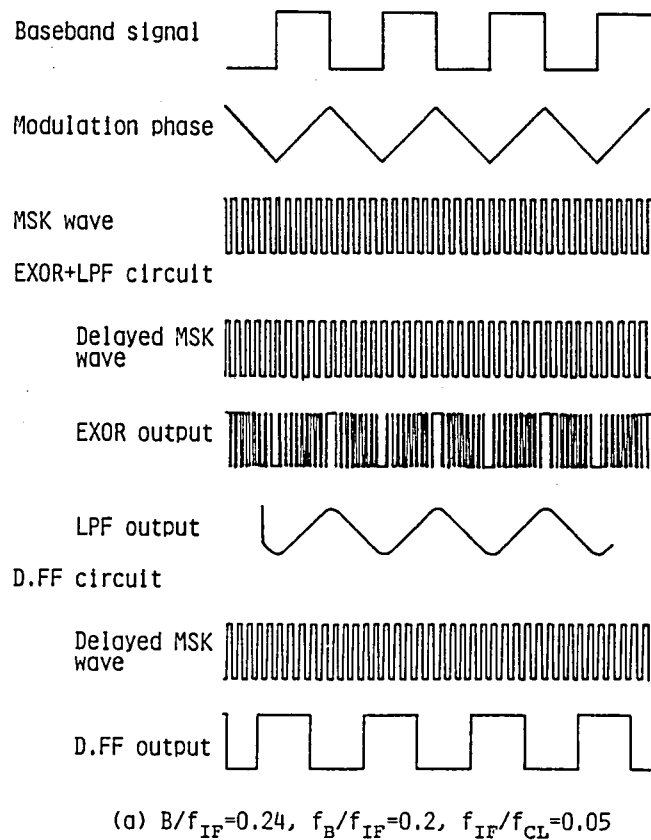


図 5.9 シミュレーション波形
Fig. 5.9 Simulated waveform.

が再生されない場合が生じる。(b)はIF周波数 f_{IF} がビットレイト f_B に近くなった場合で、(c)はシフトレジスタのクロック周波数 f_{CL} が f_{IF} に近くなった場合である。以下では、D.F.F方式の場合に関して、原波形が正確に再生されるための条件について検討を行う。

5.3.2 誤り率特性の計算

5.3.2.1 遅延検波波の位相誤差

一般に、MSK波の位相は、

$$\phi_1(t) = 2\pi \left[f_{IF}t + \Delta f \int_{-\infty}^t u(\xi) d\xi \right] \quad (5.1)$$

と表わすことができる。ただし、 Δf はMSK波の周波数偏移量を示し、

$$\Delta f = \frac{f_B}{4} \quad (5.2)$$

の関係を有している。また、 $u(t)$ はデータ信号のマークに対して+1、スペースに対して-1をとる。ここで、式(5.1)の位相を有するMSK波を、N段シフトレジスタによって遅延させた場合の位相は、

$$\phi_2(t) = \phi_1 \left[t - NT_{CL} + \tau_1(t) \right] \quad (5.3)$$

となる。ただし、 T_{CL} はシフトレジスタのクロック周期($1/f_{CL}$)で、 $\tau_1(t)$ はシフトレジスタのクロックとIFが非同期であるために生じる遅延誤差を示す。図5.10よりわかるように、 $\tau_1(t)$ は、

$$0 \leq \tau_1(t) \leq T_{CL} \quad (5.4)$$

の範囲で一様分布する。N段シフトレジスタによる遅延量は一般に NT_{CL} と考えられるが、式(5.4)の遅延誤差を考慮すると、平均して、

$$NT_{CL} - \frac{T_{CL}}{2} \quad (5.5)$$

と考えるのが妥当である。この $T_{CL}/2$ 修正の効果については次節で述べる。ここで、シフトレジスタによる遅延量を約1ビット($1/f_B$)とし、かつ、D.F.Fを位相比較器として動作させるために原MSK波と遅延MSK波を同相または逆相に設定することとすると、

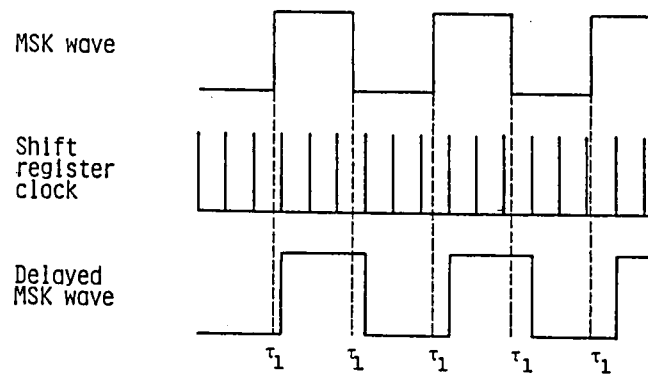


図 5.1 0 遅延誤差の発生原理
Fig.5.10 Delay error generation mechanism.

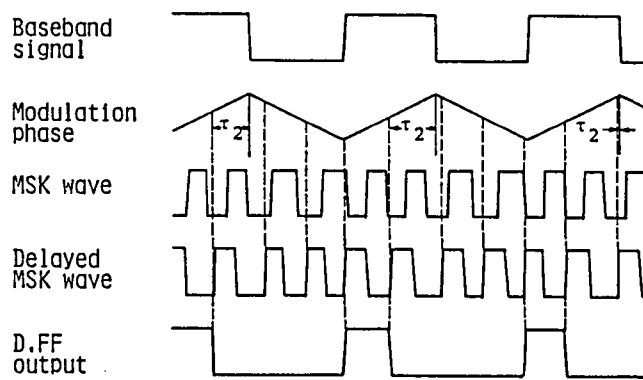


図 5.1 1 識別点誤差の発生原理
Fig.5.11 Decision error generation mechanism.

$$NT_{CL} - \frac{T_{CL}}{2} = \frac{1}{f_{IF}} \left(k + \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \right) \approx \frac{1}{f_B} \quad (k: \text{整数}) \quad (5.6)$$

を満足するようにシフトレジスタのクロック周波数を決定する必要がある。

一方、図5.8 (b)に示すD.F.Fの入出力においては、図5.11に示すように、遅延MSK波の立上り点における原MSK波の状態が直接誤り率に影響を及ぼすこととなる。この遅延MSK波の立上り点は、IFとビットレイトが同期していないため、理想的な識別点から $\tau_2(t)$ だけずれている。図5.11からわかるように、 $\tau_2(t)$ は、

$$0 \leq \tau_2(t) \leq T_{IF} \quad (5.7)$$

の範囲で一様分布する。ここで、遅延検波回路の出力側に置かれる識別回路の識別点を t_0 とし、識別点に影響を及ぼす遅延MSK波の立上り点 $t_0 - \tau_2(t_0)$ における原MSK波と遅延MSK波の位相差 $\Delta\phi[t_0 - \tau_2(t_0)]$ を求める。式(5.1)、(5.2)より、

$$\begin{aligned} \Delta\phi[t_0 - \tau_2(t_0)] &= \phi_1[t_0 - \tau_2(t_0)] - \phi_2[t_0 - \tau_2(t_0)] \\ &= 2\pi f_{IF} [NT_{CL} - \tau_1(t_0)] \\ &\quad + 2\pi \Delta f \int_{t_0 - NT_{CL} + \tau_1(t_0) - \tau_2(t_0)}^{t_0 - \tau_2(t_0)} u(\xi) d\xi \quad (5.8) \end{aligned}$$

となる。式(5.6)を式(5.8)に代入すると、

$$\begin{aligned} \Delta\phi[t_0 - \tau_2(t_0)] &= 2\pi \left(k + \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \right) \pm 2\pi \frac{\Delta f}{f_B} \\ &\quad - 2\pi (f_{IF} \pm \Delta f) \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{CL}}{2} \right] \\ &\quad - 2\pi (\mp 1 \pm 1) \Delta f \left[\tau_2(t_0) - \frac{T_{IF}}{2} \right] \quad (5.9) \end{aligned}$$

となる(付録E)。ただし、 Δf の符号は、データ信号のマークとスペースに対応している。式(5.9)において、第1項と第2項は定常項であり、第3項と第4項が位相誤差 ϕ に相当する。さらに、データ信号においてマークかスペースが連続する場合、式(5.9)の第4項が消滅するため、

$$\Phi_1 = -2\pi (f_{IF} \pm \Delta f) \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{cl}}{2} \right] \quad (5.10)$$

となり，マークもスペースも連続しない場合，

$$\begin{aligned} \Phi_2 = -2\pi (f_{IF} \pm \Delta f) \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{cl}}{2} \right] \\ \pm 4\pi \Delta f \left[\tau_2(t_0) - \frac{T_{IF}}{2} \right] \end{aligned} \quad (5.11)$$

となる．式(5.4)，(5.7)を考慮すると， Φ_1 ， Φ_2 の確率密度関数(pdf) $P_1(x)$ ， $P_2(x)$ は，

$$P_1(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta\phi_1} & ; |x| \leq \Delta\phi_1 \\ 0 & ; |x| > \Delta\phi_1 \end{cases} \quad (5.12)$$

$$P_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta\phi_a} & ; |x| \leq \Delta\phi_a - \Delta\phi_b \\ \frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 - |x|}{4\Delta\phi_1\Delta\phi_2} & ; \Delta\phi_a - \Delta\phi_b < |x| \leq \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 \\ 0 & ; |x| > \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 \end{cases} \quad (5.13)$$

但し，

$$\begin{cases} \Delta\phi_1 = \pi (f_{IF} \pm \Delta f) T_{cl} \\ \Delta\phi_2 = 2\pi \Delta f T_{IF} = \frac{\pi}{2} f_B T_{IF} \\ \Delta\phi_a = \max(\Delta\phi_1, \Delta\phi_2) \\ \Delta\phi_b = \min(\Delta\phi_1, \Delta\phi_2) \end{cases} \quad (5.14)$$

となる(付録F)．マークとスペースの生起確率を1/2とすれば，式(5.10)，(5.11)は，

それぞれ等確率で起こるため、 Φ のpdf $P(x)$ は次式となる。

$$P(x) = \frac{1}{2} P_1(x) + \frac{1}{2} P_2(x) \quad (5.15)$$

5.3.2.2 誤り率特性

雑音として白色ガウス雑音を仮定すると、位相誤差 Φ 及びC/N γ が与えられた時のD. F Fを用いたMSK遅延検波方式における符号誤り率(BER)は、

$$P_e(\Phi, \gamma) = \frac{1}{2} [1 - |\cos \Phi| \cdot I_0(|\sin \Phi|, \gamma)] \quad (5.16)$$

但し、

$$I_0(x, y) = \int_0^y \exp(-\xi) I_0(x\xi) d\xi \quad (5.17)$$

$I_0(x)$: 0次変形ベッセル関数

である(付録G)。ここで、式(5.12)~(5.17)を用いると、D. F Fを用いたMSK遅延検波方式のBERは次のようになる。

$$\begin{aligned} P_e(\Delta\phi_1, \Delta\phi_2, \gamma) = & \frac{1}{2\Delta\phi_1} \int_0^{\Delta\phi_1} P_e(\Phi, \gamma) d\Phi \\ & + \frac{1}{2\Delta\phi_2} \int_0^{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1} P_e(\Phi, \gamma) d\Phi \\ & + \frac{1}{4\Delta\phi_1 \Delta\phi_2} \int_{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}^{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2} \\ & (\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 - \Phi) P_e(\Phi, \gamma) d\Phi \end{aligned} \quad (5.18)$$

式(5.18)の計算例として、 $f_{CL} \gg f_{IF}$ すなわち $\Delta\phi_1 \approx 0$ 、 $\Delta\phi_2 = \pi f_B T_{IF}/2 = \Delta\phi_D$ の場合を図5.12、 $f_{IF} \gg f_B$ すなわち $\Delta\phi_2 \approx 0$ 、 $\Delta\phi_1 = \pi f_{IF} T_{CL} = \Delta\phi_D$ の場合を図5.13に、それぞれ $\Delta\phi_D$ をパラメータとして示す。ここで、 $\Delta\phi_D = 0$ の場合は、アナログ方式の理想値である。

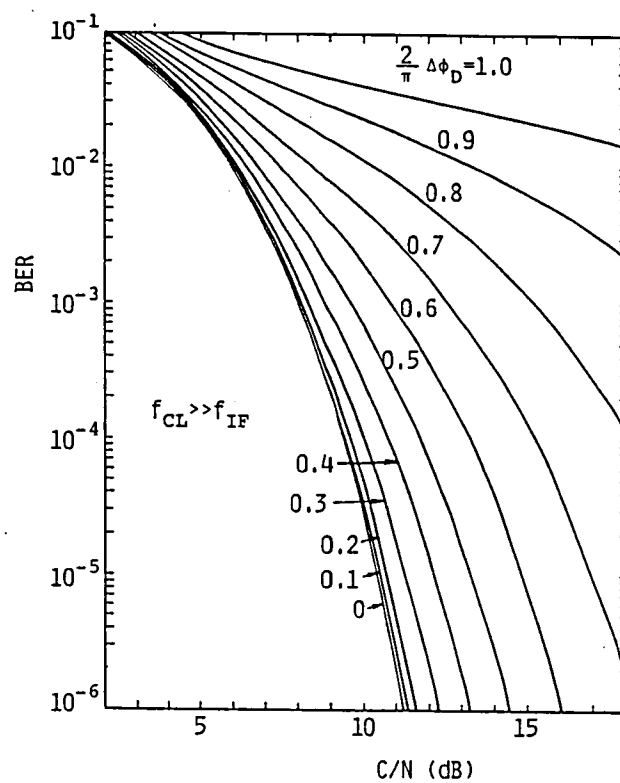


図 5.1 2 誤り率特性 (計算値)
Fig.5.12 Bit error rate characteristics
(computational results).

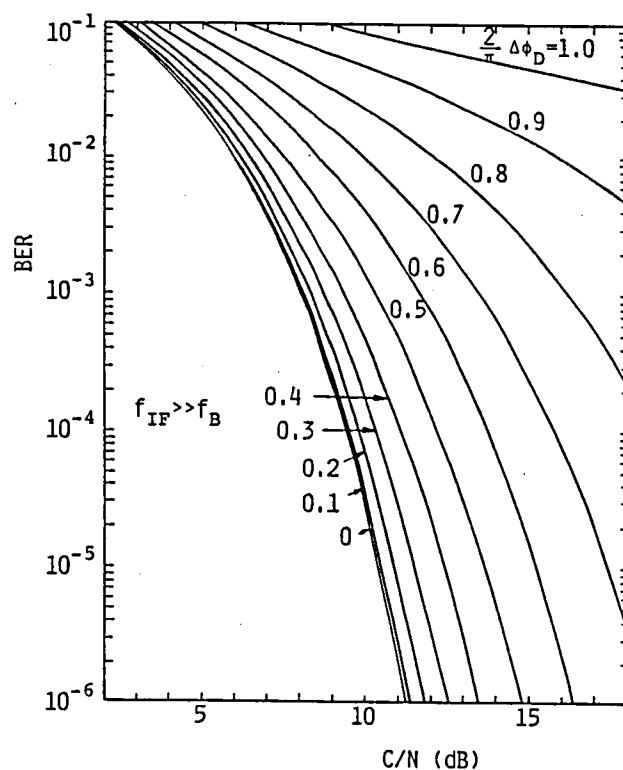


図 5.1 3 誤り率特性 (計算値)
Fig.5.13 Bit error rate characteristics
(computational results).

5.3.3 実験結果と考察

実験回路の構成を図5.14に示す。データ信号としてPNGENで発生される64kbpsの9段疑似ランダム符号を使用し、70MHz搬送波をMSKMODにおいてMSK変調している。バンドパスフィルタ(BPF)として3dB帯域幅が150kHzの4段バターワース形を使用し、BPF前段に白色ガウス雑音(Noise)を加えている。IF周波数は0～500kHzの範囲で可変とし、シフトレジスタのクロック周波数及び段数は、式(5.6)の関係より決定している。識別(Decision)のためのクロックとしては、データ信号発生に使用したクロックの位相を最適に調整して使用している。

実験結果として 10^{-3} の誤り率を得るのに必要とされるC/N値を、 $f_{CL} \gg f_{IF}$ の場合について図5.15、 $f_{IF} \gg f_B$ の場合について図5.16に示す。図5.15、図5.16には、式(5.18)より求めた計算結果を併記した。いずれにおいても、計算結果は実験結果とよく一致し、前節で述べた考え方の妥当性を示している。図5.16には、式(5.6)の左辺によって示されるシフトレジスタの遅延量を NT_{CL} とした場合と、式(5.6)のように $T_{CL}/2$ の修正を行った場合の両者を示している。計算結果、実験結果とも $T_{CL}/2$ 修正の効果が大きいことを示している。すなわち、シフトレジスタのクロック周波数は、シフトレジスタの遅延量を単純にクロック周期のN倍と考えるのではなく、半周期に相当する分だけオフセットして設定する必要があることを示している。

最後に、許容劣化量が与えられた場合の各パラメータの選定範囲について述べる。式(5.18)より求めた誤り率 10^{-3} に対する所要C/N値の $\Delta\phi_1$ 、 $\Delta\phi_2$ 及び $\Delta\phi_D$ ($=\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2$)に対する依存性を図5.17に示す。図5.17及び式(5.14)より許容劣化量を満足する f_{CL} 、 f_{IF} 、 f_B の関係を求めることができる。さらに、図5.17において、各 ϕ_D に対する所要C/N値が、ある $\Delta\phi_1$ の範囲(例えば、図5.17において、最小C/N値から1dB高いC/N値を示す点を結んだ破線内の範囲)においてほぼ一定であることに着目すると、許容劣化量に対応する $\Delta\phi_D$ に対して、

$$\begin{cases} \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 < \Delta\phi_D \\ 0 \leq \alpha < \frac{\Delta\phi_1}{\Delta\phi_D} = 1 - \frac{\Delta\phi_2}{\Delta\phi_D} < \beta \leq 1 \end{cases} \quad (5.19)$$

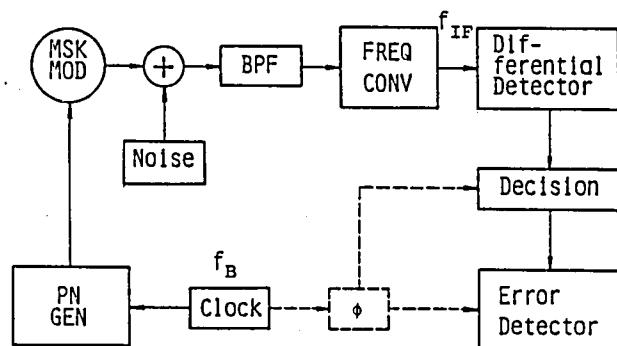


図 5.1 4 実験系の構成
Fig.5.14 Experimental circuit configuration.

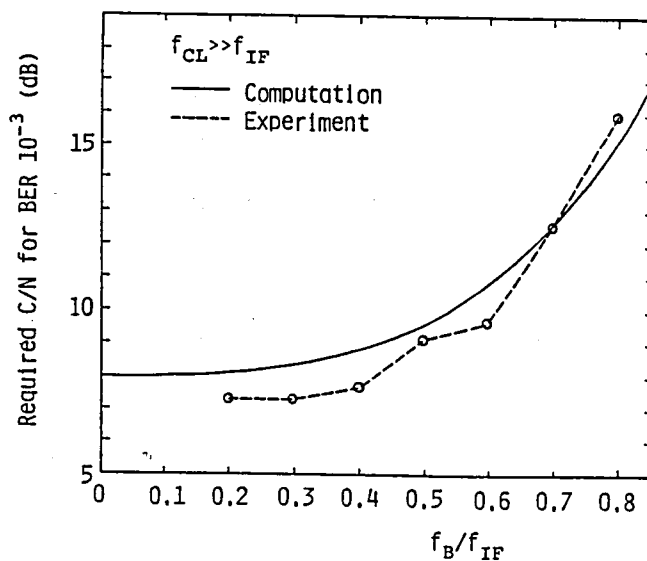


図 5.1 5 所要 C / N 特性 (実験値)
Fig.5.15 Required C/N characteristics (experimental results).

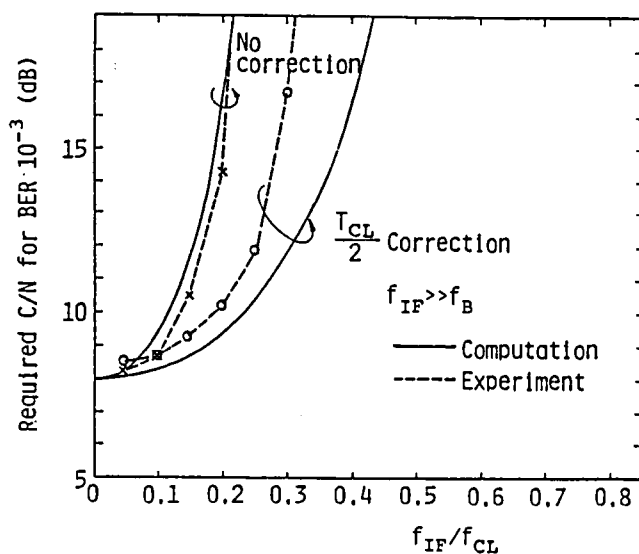


図 5.1 6 所要 C / N 特性 (実験値)
Fig.5.16 Required C/N characteristics (experimental results).

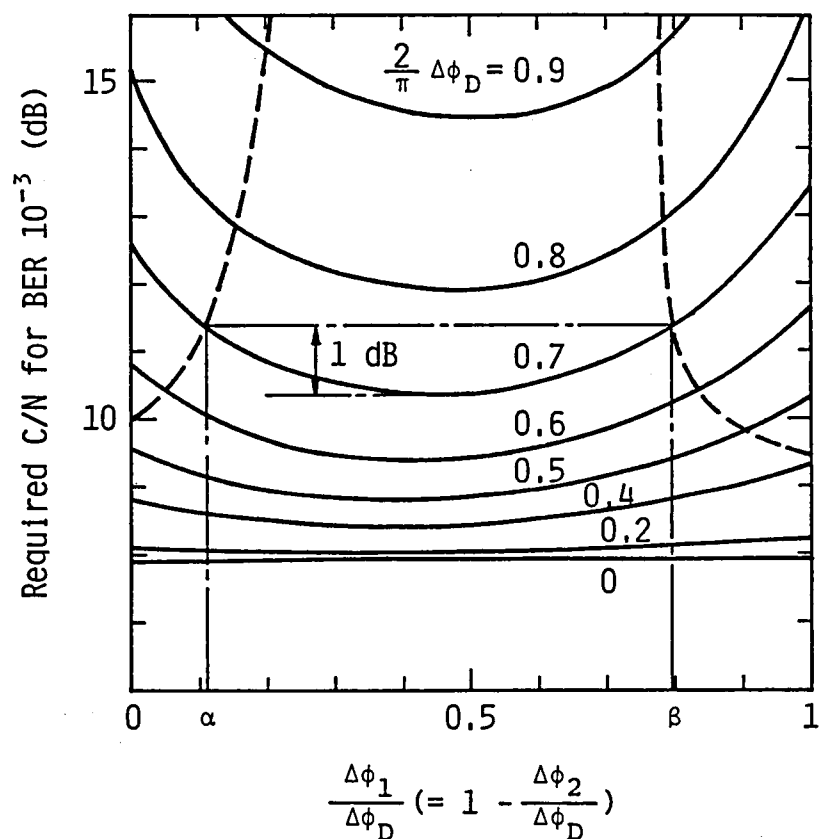


図5.17 所要C/N特性(計算値)
Fig. 5.17 Required C/N characteristics
(computational results).

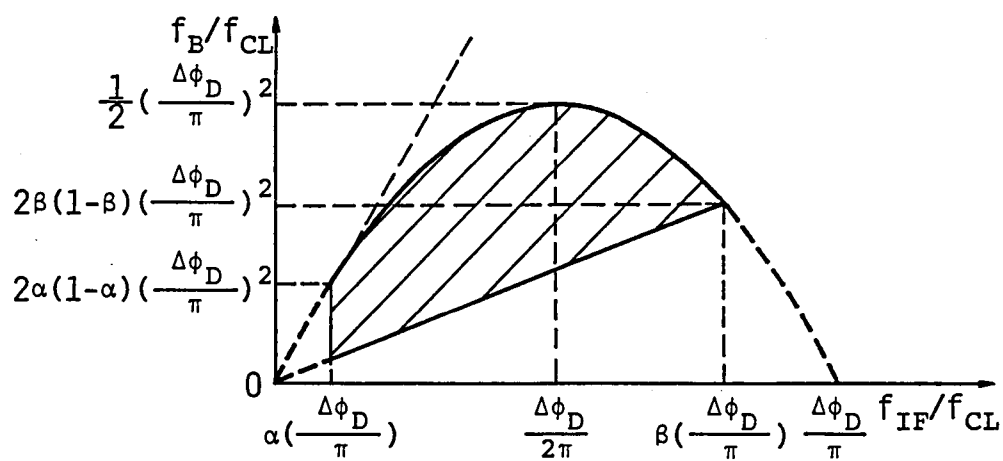


図5.18 パラメータの選定範囲
Fig. 5.18 Allowable parameter region.

が成立する。ただし、 α 、 β は、一例($\Delta\phi_D = 0.7$ の場合)として図5.17に示されるように、 $\Delta\phi_D$ に対する所要のC/N値をほぼ一定とみなすことができる範囲を示す。

この時、式(5.14)、(5.19)より、

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{f_B}{f_{CL}} < -2 \left(\frac{f_{IF}}{f_{CL}} - \frac{\Delta\phi_D}{2\pi} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\phi_D}{\pi} \right)^2 \\ \alpha \left(\frac{\Delta\phi_D}{\pi} \right) < \frac{f_{IF}}{f_{CL}} < \beta \left(\frac{\Delta\phi_D}{\pi} \right) \\ 2(1-\beta) \left(\frac{\Delta\phi_D}{\pi} \right) \left(\frac{f_{IF}}{f_{CL}} \right) < \frac{f_B}{f_{CL}} \\ < 2(1-\alpha) \left(\frac{\Delta\phi_D}{\pi} \right) \left(\frac{f_{IF}}{f_{CL}} \right) \end{array} \right. \quad (5.20)$$

となる。ただし、式(5.14)における $f_B/4$ は微小項として無視した。式(5.20)を図示すると、各パラメータの選定範囲は図5.18の斜線で示される範囲となる。

5.4 第5章のまとめ

本章では、上り回線と下り回線における雑音、干渉、波形歪等の累積を妨げ、衛星回線の稼働率を向上させるという観点から、衛星上で再生中継を行うことを目的として2相PSK位相再生回路及びMSK遅延検波回路の検討を行った。主要な結果をまとめると、

- (1) 衛星回線に2相PSK位相再生回路を適用することにより、所要C/Nの改善が得られると共に上り回線の狭帯域化が可能であることを明らかにした。
- (2) デジタル素子で構成した簡易な構成の回路により、MSKの遅延検波が可能であることを明らかにした。
- (3) デジタル素子で構成した簡易な構成の回路の特性に対して、ビットレート、IF周波数、遅延回路のクロック周波数の相互関係が大きな影響を及ぼすことを明らかにした。さらに、所要の特性を実現するための各周波数の選定範囲を明確化した。

第6章 結言

衛星通信方式は、衛星部分と地球局部分から構成され、これらが衛星通信方式におけるリソースである⁽⁵⁰⁾。アベイラビリティとは、これらのリソースがある時刻にどの程度アベイラブルであるかということであり、別の言葉で表すと、降雨等に対する稼働率、信頼度、トラヒック的な意味におけるスループットである。従って、アベイラビリティとは、衛星通信におけるリソースをいかに有効に使用しているかという尺度であり、アベイラビリティの向上は、衛星通信における基本的な研究課題である。本論文は、このアベイラビリティを向上させるという観点から、いくつかの新しい方法を提案し、それらの原理、効果、特性並びにそれらを実現する上で重要な要素技術に関する理論的・実験的検討結果をとりまとめたものである。

本論文の主眼は、まず、各章で述べた新しい創意の提案である。各提案は、現時点で考えると新規性を感じられない点も含んでいるが、その時点では、従来の考え方から一步飛躍したものであり、その後の衛星通信の発展と整合したものであった。また、これらの創意は、ほぼ同時期に、外国においても、類似の視点から少し違った形で考案され現在の衛星に役立っているものもあり、当時その分野に携わった人達の共通の関心事であったといえることができる。本論文で次に強調したい点は、各創意内容の原理、効果、特性を評価するために用いた解析法である。各解析法は、提案内容の原理、効果、特性を明らかにするという目的のため、独自にあみだしたものである。各章で使用した解析は、数学的に体系化したものではないが、それぞれ、従来の伝送理論あるいはマイクロ波解析を使用しつつ、それに新しい算術を組み合わせることによって、その解析のめざす所を達成することができた。

第2章では、降雨に応じてアンテナ利得を制御することにより降雨マージンの増大を行う方法を提案し、中継系の構成・制御則について述べ、本方法における降雨マージンの改善量の評価を行った。これにより、準ミリ波帯衛星通信における降雨による電波の減衰を補償する一手段を提供した。当時、準ミリ波帯においては、降雨の影響のため再生中継の効果は小さいと考えられていた。しかし、ここで述べたアンテナ利得制御のように上りと下りの回線品質を均衡化する手段を用いると、再生中継の効果が顕著に増大されることを

実証できた。これは、誤り訂正等の手段を適用して上りと下りの回線品質を均衡させる場合も同じであり、アナロジーの創造という意味においても価値があるものと考える。また、これを契機に始められたマルチホーンアンテナの研究はその後のマルチビームアンテナの研究に引き継がれている。一方、このアンテナ利得制御の効果を明らかにするために、新しい解析法を導入した。これは、衛星回線の誤り率特性を所要C/N特性図で表示し、これを基に上り回線と下り回線の降雨マージンの関係を一種の幾何学的手法により明らかにしたものである。

第3章では、マルチビーム衛星中継方式におけるビーム間のトラヒック不均衡による搭載中継器の使用効率低下を補償するための手法として、衛星上で複数のアンテナビームを切替制御及び共通増幅する手法を提案した。ここでは、ビーム切替・共通増幅を行うためのマイクロ波回路として、新たに多端子結合形回路網を提案し、その原理・特徴を明らかにした。多端子結合形回路網が能動形のフェーズドアレーアンテナや空間給電マルチビームアレーアンテナと同じ機能を簡易な構成のもとに実現することができ、衛星に適することを示した点は大きな成果である。多端子結合形ビーム共通増幅回路は、現在、移動体衛星通信に適した方式として研究が進められている。一方、多端子結合形回路網の特性解析については、一般にマイクロ波解析に使用されているS行列に対して、各要素を0, 1の二進数で表示したTransfer行列を使用した。これによって、多端子結合形ビーム切替回路の位相設定値を始めとして、故障素子の影響、振幅・位相誤差の影響等について、多端子結合形回路網の数式的扱いを可能とすることができた。また、このような表示を行った場合、行列がアダマール行列になることは、別の分野におけるアナロジーを考える上で有益である。

第4章では、搭載通信機器の信頼度向上を目的とするフィルタを用いた冗長方式並びにホイール状冗長方式を新たに提案し、ホイール状冗長方式の信頼度解析を行う手法を明らかにした。これにより、比較的簡易な構成で高信頼度を達成し得る冗長方式を提供した。このホイール状冗長方式は、本文で引用したDouble Ring Redundancy Networkと同時期に検討を行っていたもので、この研究を発表する段になって初めてその存在を知り、発想の類似性に衝撃を受けたものである。米国では、このDouble Ring Redundancy Networkを実際に通信衛星に使用する段階にある。一方、本章では、ホイール状冗長方式の信頼度解析

を行うために、計算機用のアルゴリズムを導出した。これは組合せ理論と同種のカテゴリーに属する問題と考えられるが、このような手法を信頼度解析に適用した所に新規性があるものとする。

最後に、第5章では、通信衛星における伝送特性改善のための再生中継について述べ、再生中継を行うための簡易な構成の2相PSK位相再生回路およびデジタル素子で構成したMSK遅延検波回路の特性について明らかにした。ここでは、MSK遅延検波回路内で発生するデジタル誤差を位相誤差として遅延検波の符号誤り率関数に取込み、デジタル回路の特性を符号誤り率特性によって評価することを可能とした。これは実験値ともよく一致することが確認でき、精度の高い特性評価を可能とすることができた。

通信衛星は、打ち上げまでに長期の開発期間を要するため、将来を予測して新しい創意を導入することは非常に困難であり、本論文で述べたような創意を実際に導入するためには、さらに各種の要因を考慮したトレードオフによる淘汰がなされるべきである。しかし、本論文で述べた根底に流れる考え方は、衛星通信のシステム設計に反映されると共に、システム設計技術の進展に寄与を行うものと信ずる。

現在、衛星通信の利用としては、衛星単独で通信網を形成する使い方と地上回線と組み合わせで通信網を形成する使い方の二つの方向で進展している。衛星単独で通信網を形成する場合は、その利用者の利用目的によって各種の使い方があり、アベイラビリティについてもその使い方に応じた効果的な向上法が今後追求されるものと考えられる。特に、衛星通信における多元接続（マルチプルアクセス）は興味ある問題である⁽⁵¹⁾。また、地上回線と組み合わせて使用する場合は、ISDNとの関係において、経済性および品質等の観点から他の伝送媒体と整合のとれたアベイラビリティについて考える必要があるであろう。

謝 辞

本論文をまとめるに当り、終始、御懇切なる御指導、御鞭撻を賜りました京都大学工学部木村磐根教授に衷心より感謝申し上げます。

同じく本論文をまとめるに当り御鞭撻を賜りました京都大学工学部池上文夫教授に深く感謝申し上げます。

また、本研究をまとめるに当り、御鞭撻を賜りますと共に日頃御指導頂くN T T通信網第二研究所更田博昭所長、同所衛星通信研究部山本平一部長、石田則明主席研究員、同部大容量衛星通信研究室森田浩三室長に深く感謝申し上げます。

さらに、本研究の途上において御指導、御援助を賜りました東京理科大学宮内一洋教授、三菱電機株式会社通信機製作所室谷正芳氏、N T T通信網第二研究所電波研究部進士昌明部長、関清三主席研究員、同部無線伝送研究室吉川達雄主幹研究員、同所衛星通信研究部熱制御グループ近藤健主席研究員、同部構造グループ八坂哲雄主席研究員、同部衛星通信方式研究室井上行雄主幹研究員、岡坂定篤主幹研究員、国際企画室塩田善昭担当部長、日本電気株式会社宇宙開発事業部工藤栄彦氏に厚く感謝申し上げます。また、本研究に関して直接数々の御指導、御教示を賜りましたN T T通信網第二研究所電波研究部デジタル移動通信研究室平出賢吉室長、秦正治主任研究員、通信網第一研究所通信網研究企画グループ木下耕太主幹研究員、神戸ネットワークセンタ大井哲雄所長、東京高等工業専門学校岡島徹教授、三菱電機株式会社鎌倉製作所宇宙機器部江上俊一郎氏に心より感謝申し上げます。

また、本研究において、種々の御協力を頂いたN T T通信網第二研究所衛星通信研究部大容量衛星通信研究室森真人主任研究員、谷口陽一研究主任、小野隆社員、N T T新規事業開発室田中利憲担当課長、N T T中央電気通信学園森泰夫第三教程課長、富士通株式会社伝送無線事業本部衛星通信開発部鈴木啓三氏に厚く感謝申し上げます。

参考文献

- (1) Beakley, G. W. (1984). Overview of Commercial Satellite Communications. IEEE Trans., AES-20, 4, 455-464.
- (2) Shimada, H., Nakamae, S., Suzuki, K. & Kawai, M. (1978). CS 実験速報 - 衛星通信実験所マイクロ波回線特性 - . 信学会通信部門全大, 432.
- (3) Kosaka, K., Yamada, K., Iso, A., Kawai, M. & Nakamura, M. (1980). CS搭載ミッション機器特性点検の履歴 - 中間報告 - . 信学会総合全大, 2180.
- (4) CCITT (1981). Terms and Definitions. Yellow Book, 10.
- (5) Robins, W. P. (1972). Techniques for Dealing with the Effects of Bad Weather in a Communication Satellite System. ICC Rec. (Philadelphia, PA), 2-25.
- (6) Kawai, M. (1979). K-Band Satellite Regenerative Relay Systems Using Multihorn Antenna with Variable Power Combiners/Dividers. IEEE Trans., COM-27, 1, 233-240.
- (7) Okajima, T., Shiota, Y. & Kawai, M. (1976). 衛星中継方式. 特願昭51-90205.
- (8) Morita, M., Akeyama, A. & Higuchi, I. (1972). Rainfall Attenuation and its Countermeasure on Space Telecommunication Circuit. Paper for Technical Group on Communication Systems IECE Japan, CS71-133 (in Japanese).
- (9) Koga, K., Muratani, T. & Ogawa, A. (1977). On-Board Regenerative Repeaters Applied to Digital Satellite Communications. Proc. IEEE, 65, 3, 401-410.
- (10) OLINER, A. A. & Knittel, G. H. (1972). Phased Array Antennas. p.212. Artech House, Inc.
- (11) Matthews E. W. (1976). Variable Power Dividers in Satellite Systems. IEEE MTT Conf. Rec. (Cherry Hill, NJ), 338-343.
- (12) Nakahara, S. & Kurebayashi, H. (1970). A Short-Slot Waveguide Latching Ferrite Switch. IEEE Trans., MTT-18, 12, 1048-1051.
- (13) Tanaka, T. (1979). A Slot Coupled Waveguide Variable Power Divider. Trans. IECE Japan, 62-B, 10, 865-871 (in Japanese).

- (14) Cracknell, D. J. (1977). Development of a High Power Waveguide Switch for a Space Application. The Marconi Review, 40, 205, 69-101.
- (15) Tanaka, T. & Kawai, M. (1978). 準ミリ波帯可変電力分割器に関する一検討. 信学会光・電波部門全大, 171.
- (16) Ueno, K., Kumazawa, H., Sugai, T. & Itanami, T. (1979). Electrical Performances of Multi-Horn Feed Shaped Beam Reflection Antenna Operating in 30/20 GHz Bands. Paper for Technical Group on Antenna and Propagation IECE Japan, AP79-69 (in Japanese).
- (17) Kawai, M. (1980). Multibeam Scanning Satellite Relay System. IAF Reprint (Tokyo), IAF-80-D-172.
- (18) Schmidt, W. G. (1969). An On-Board Switched Multiple-Access System for Millimeter-Wave Satellites. ICDSC Rec. (London), 399-407.
- (19) Ito, Y., Urano, Y., Muratani, T. & Yamaguchi, M. (1977). Analysis of a Switch Matrix for an SS/TDMA System. Proc. IEEE, 65, 3, 411-419.
- (20) Reudink, D. O. & Yeh, Y. S. (1977). A Scanning Spotbeam Satellite System. BSTJ, 56, 8, 1549-1560.
- (21) Kawai, M. (1983). Multiport-Coupling Beam-Switching-Network for Satellite Use. Trans. IECE Japan, J66-B, 3, 329-336 (in Japanese).
- (22) Shelton, J. P. & Kelleher, K. S. (1961). Multiple Beams from Linear Arrays. IRE Trans., AP-9, 2, 154-161.
- (23) Egami, S. & Kawai, M. (1986). Multiport Power Combining Transmitter for Multibeam Satellite Communications. IECE Japan, J69-B, 2, 206-212 (in Japanese).
- (24) Egami, S. & Kawai, M. (1984). Adaptive Multibeam Satellite Communications Using Active Array. Proc. ISTS (Tokyo).
- (25) Egami, S. & Kawai, M. (1986). An Array Fed Multibeam Antenna Using Equal Phase-Shift Active Elements. IECE Japan, J69-B, 5, 528-534 (in Japanese).
- (26) Egami, S. & Kawai, M. (1986). An Adaptive Multiple-Beam Transmitter for Satellite Communications. IEEE Trans., AES-23, 1.

- (27) Acampora, A. S. & Davis, B. R. (1978). Efficient Utilization of Satellite Transponders via Time-Division Multibeam Scanning. BSTJ, 57, 8, 2901-2914.
- (28) Acampora, A. S. & Dragone, C. & Reudink, D. O. (1979). A Satellite System with Limited-Scan Spot Beams. IEEE Trans., COM-27, 10, 1406-1415.
- (29) Kawai, M. (1983). Characteristics of 20 GHz-Band Multiport-Coupling Beam-Switching-Network for Satellite Use. Paper for Technical Group on Satellite Communications IECE Japan, SAT83-11 (in Japanese).
- (30) Kawai, M., Suzuki, K. & Egami, S. (1983). Concept of Multiport-Coupling Beam-Switching Network and its Basic Performance at K-Band. Electronics Letters, 19, 23, 990-991.
- (31) Kita, S., Kawai, M. & Kasuga, Y. (1980). 通信装置における現用予備方式. 特願昭55-26327.
- (32) Gnedenko, B. V., Belyayev, Y. K. & Solovyev, A. D. (塩谷、林訳) (1972). 信頼性理論 II. p.180, 共立出版.
- (33) Assal, F., Mahle, C., & Berman, A. (1976). Network Topologies to Enhance the Reliability of Communications Satellites. COMSAT Technical Review, 6, 2, 309-322.
- (34) Kawai, M. (1977). Wheel-Like Redundancy Network Using 3-Port Switches. Trans. IECE Japan, J60-A, 11, 1030-1037 (in Japanese).
- (35) Okajima, T. & Kawai, M. (1976). 現用予備用の冗長装置. 特願昭51-143124.
- (36) Raab B. & Friedrich, S. (1974). Design Optimization for Profit in Commercial Communications Satellites. AIAA Rec. 74-467.
- (37) Kawai, M. (1976). Consideration on Satellite Equipment Redundancy. Paper for Technical Group on Reliability IECE Japan, R76-27 (in Japanese).
- (38) Shiomi, H. (1972). 信頼性工学入門. p.109, 丸善.
- (39) Okamoto, T., Suzuki, E., Nagai, Y. & Kasuga, Y. (1982). Satellite Transponder for CS-2. Proc. ISTS (Tokyo), 845-850.
- (40) Mizuno, H., Tokumitsu, T., Kato, H. & Shibayama, M. (1983). 30/20 GHz.

6/4 GHz-Band Transponders Design and Characteristics. ECL Tech. J., 32, 4, 919-934 (in Japanese).

(41) Tanaka, T., Shibayama, M. & Kawai, M. (1980). Consideration on SS/TDMA for Domestic Communications. Paper for Technical Group on Communication System, IECE Japan, CS80-224 (in Japanese).

(42) Tanaka, T. & Kato, H. (1983). SS-TDMA Transponder Breadboard Model Design and Characteristics. ECL Tech. J., 32, 4, 875-886 (in Japanese).

(43) Nosaka, K. & Muratani, T. (1972). New Satellite Transponder with Regenerative Repeater and Higher Order DPSK for TDMA/SDMA System. ICDSC Rec. (Paris), G5, 460-468.

(44) Hata, M., Ohta, T., Ohwaku, S. & Honda, H. (1970). A New Direct Regenerative Repeater for PCM-PSK Microwave System. ICC Rec. (San Francisco, CA), 21-41.

(45) Kawai, M., Shigeno, K., Ohi, T. & Iso, A. (1975). 振幅及び位相制限器による PCM-PSK 波のエラーレイト改善について. 信学会総合全大, 1823.

(46) Kawai, M., Hata, M. & Kinoshita, K. (1983). Performance of MSK Differential Detection Circuit Composed of Digital Components. Trans. IECE Japan, J66-B, 3, 383-390 (in Japanese).

(47) Kawai, M. (1976). PCM-PSK波位相再生回路に関する実験的検討. ECL Technical Paper, 10702.

(48) Hirade, K & Murota, K. (1979). A Study of Moduration for Digital Mobile Telephony. VTS Conf. Rec. (Arlington Heights, IL), 13-19.

(49) Hirade, K & Murota, K. (1979). Private Communication.

(50) Kawai, M., Mori, Y., Okasaka, S. & Morita, K. (1986). Optimum Design and its Estimation for Multibeam Satellite Communication System. Trans. IECE Japan, J66-B, 12, 1231-1238 (in Japanese).

(51) Kawai, M., Saadawi T. N. & Schilling D. L. (1982). Random TDMA Access Protocol with Application to Multi Beam Satellites. ICC Rec. (Philadelphia,

PENN), 7F3.1-4.

(52) Benett, W. R. & Davey, J. R. (1965). Data Transmission. Sec.7-4.

McGraw-Hill.

(53) Shwartz, M., Bennett, W. R. & Stein, S. (1966). Communication Systems and Techniques. p.586,587, McGraw-Hill.

付録 A 2 相 P C M - P S K 伝送路の符号誤り率

2 相 P C M - P S K 伝送路の符号誤り率 (B E R) を求める .

R F 回線を等価的にベースバンド回線におきかえ , フィルタとして , その伝達関数が

$$G(f) = \exp \left[-2 \ln 2 \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] . \quad (\text{A. 1})$$

で定義されるガウスフィルタを仮定する . ただし , f は周波数 , B は 3 dB 帯域幅である .

式 (A. 1) のインパルス応答は

$$\begin{aligned} R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \exp(j2\pi ft) df \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln 2}} B \exp \left(-\frac{\pi^2}{2 \ln 2} B^2 t^2 \right) , \end{aligned} \quad (\text{A. 2})$$

であるから , $-(T/2) < t < (T/2)$ の間で振幅が 1 である単一パルスの応答は次式で与えられる .

$$\begin{aligned} V(t) &= \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} R(\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\pi B}{\sqrt{2 \ln 2}} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\pi B}{\sqrt{2 \ln 2}} \left(t + \frac{T}{2} \right) \right] . \end{aligned} \quad (\text{A. 3})$$

ここで , デューティファクタが 1 の 2 値パルス列を考えると , 符号識別点において隣接パルスの影響を含めた振幅は ,

$$V_s = V(0) \pm V(T) \pm V(-T) \pm V(2T) \pm V(-2T) \pm \dots , \quad (\text{A. 4})$$

となる . 式 (A. 3) 式によると $V(-t) = V(t)$ であり , かつ n が 2 以上の $V(nT)$ は無視できるため , 次の 4 つの場合を考えれば十分である .

$$\text{Case 1} \quad V_{s,1} = V(0) - V(T) - V(-T) = V(0) - 2V(T)$$

$$\text{Case 2} \quad V_{s,2} = V(0) + V(T) - V(-T) = V(0)$$

$$\text{Case 3} \quad V_{s,3} = V(0) - V(T) + V(-T) = V(0)$$

$$\text{Case 4} \quad V_{s,4} = V(0) + V(T) + V(-T) = V(0) + 2V(T) . \quad (\text{A. 5})$$

一方 , 符号識別点での振幅が V_s である 2 値信号の B E R は次式で与えられる .

$$P(V_s) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{V_s}{\sqrt{2} \sigma} \right), \quad (\text{A. 6})$$

ここで σ^2 は雑音振幅の自乗平均である⁽⁵²⁾。雑音として白色ガウス雑音を仮定すると、式(A.1)で示されるガウスフィルタを通過後の雑音振幅の自乗平均は

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_T^2}{B_T} \int_{-\infty}^{\infty} G(f)^2 df = \frac{\sigma_T^2}{2 \sqrt{\ln 2}} \frac{BT \sqrt{\pi}}{1} \quad (\text{A. 7})$$

となる。ただし、 B_T はビットレート ($1/T$)、 σ_T^2 は帯域幅 B_T に対応する雑音振幅の自乗平均である。 z をビット周期で正規化した C/N とすると、

$$z = 10 \log \frac{1}{2 \sigma_T^2} \quad (\text{A. 8})$$

となり、式(A.6)、(A.7)、(A.8)より、次式が求まる。

$$P(V_s) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\left(\frac{4 \ln 2}{\pi} \right)^{\frac{1}{4}} \frac{V_s}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{z}{20}} \right]. \quad (\text{A. 9})$$

式(A.5)における各場合の発生確率は等しいから、全BERは

$$P_e = \frac{1}{4} [P(V_{s1}) + P(V_{s2}) + P(V_{s3}) + P(V_{s4})]. \quad (\text{A. 10})$$

となる。式(A.3)、(A.5)、(A.9)を式(A.10)に代入すると、1回線のBERが下記のように求まる。

$$\begin{aligned} P_e &\approx \frac{1}{4} F \left[\left\{ 1 - 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{\pi BT}{2 \sqrt{2 \ln 2}} \right) \right\} \frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{z}{20}} \right] \\ &+ \frac{1}{2} F \left[\left\{ 1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{\pi BT}{2 \sqrt{2 \ln 2}} \right) \right\} \frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{z}{20}} \right] \\ &+ \frac{1}{4} F \left(\frac{1}{\sqrt{BT}} 10^{\frac{z}{20}} \right) \end{aligned} \quad (\text{A. 11})$$

付録B 多端子方向性結合器のTransfer行列

MDCのTransfer行列式(3.14)を証明する.

$m = 1, 2$ の場合は, 式(3.11), (3.12)より自明である.

$m = p$ に対して成立すると仮定すると, 式(3.14)より次式が成立する.

$$T_{kh}^{(p)} = 2^{-\frac{p}{2}} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{p-1} r_i \oplus s_i \right] \quad (B.1)$$

$$(h=0, 1, \dots, 2^p - 1, k=0, 1, \dots, 2^p - 1)$$

このとき, $p+1$ に対するMDCは, p に対するMDCを用いて, 図B.1のように構成できる. 従って, $p+1$ に対するMDCのTransfer行列は,

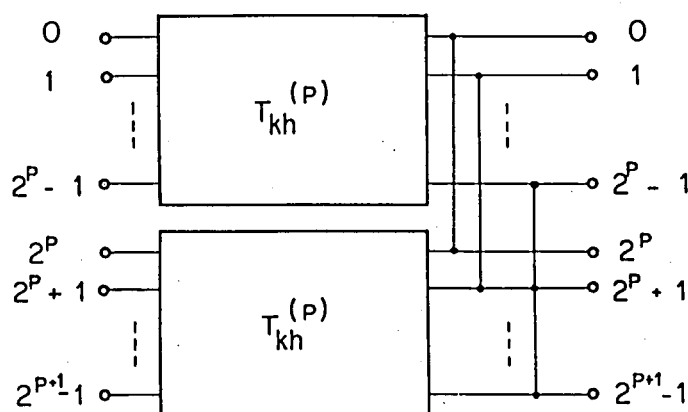
$$\{ T_{kh}^{(p+1)} \} = \left\{ \begin{array}{cc} \frac{1}{\sqrt{2}} \{ T_{kh}^{(p)} \} & \frac{j}{\sqrt{2}} \{ T_{kh}^{(p)} \} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} \{ T_{kh}^{(p)} \} & \frac{1}{\sqrt{2}} \{ T_{kh}^{(p)} \} \end{array} \right\},$$

$$T_{kh}^{(p+1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} T_{kh}^{(p)} \exp \left[j \frac{\pi}{2} (r_p \oplus s_p) \right] \quad (B.2)$$

となる. 式(B.1)を式(B.2)に代入すると,

$$T_{kh}^{(p+1)} = 2^{-\frac{p+1}{2}} \exp \left[j \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^p r_i \oplus s_i \right] \quad (B.3)$$

となり, 式(3.14)が $p+1$ に対しても成立し, 式(3.14)は任意の p ($p \geq 1$) に対して成立することがわかる.



図B.1 $T_{kh}^{(p+1)}$ の構成

付録 C 多端子結合形ビーム切替回路網の位相設定値

多端子結合形 B S N の移相器位相設定値が常に π の整数倍となることを証明する

k_1 に対応する $\{s_i; i=0, \dots, m-1\}$ のうち, 0 が i_1 個, 1 が i_2 個とすると,
式 (3.19) より,

$$\begin{aligned} E(h, k_1) &= \sum_{(i_1)} (r_i \oplus 0 + r_i) + \sum_{(i_2)} (r_i \oplus 1 + r_i) \\ &= \sum_{(i_1)} (r_i + r_i) + \sum_{(i_2)} (\bar{r}_i + r_i) \quad (C.1) \\ &= \sum_{(i_1)} (2r_i) + i_2 \end{aligned}$$

となる. ただし Σ は該当する i 個の要素の和を示す. 式 (C.1) において, 第 1 項は常に偶数であるから, $E(h, k_1)$ は, i_2 すなわち $\sum_{i=0}^{m-1} s_i$ が偶数のときに偶数, 奇数のときに奇数となり, 偶奇の関係は, k_1 のみに依存することとなる. 従って, 式 (3.25) で定義される $\xi(k_1)$ を導入すると, $\xi(k_1) - E(h, k_1)$ は常に偶数となり, 式 (3.24) より $\theta_n(k_1)$ は常に π の整数倍となることがわかる.

付録D 多端子結合形ビーム切替回路網の位相設定アルゴリズム

多端子結合形BSNの2および4出力端子に同時に出力させるための移相器位相設定アルゴリズムを示す。

最初に，2出力端子同時出力の場合として，(0, 1) 出力端子に同時出力させる場合について述べる．まず，式(3.19)より $E(h, 0)$ ， $E(h, 1)$ を次表に示す．

移相器番号 (h)

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
出力端子(0)	0	2	2	0	2	0	0	2	2	0	0	2	0	2	2	0
出力端子(1)	1	1	3	3	3	3	1	1	3	3	1	1	1	1	3	3

次に，(0, 1) 出力端子のいずれか（ここでは(0) 出力端子）の出力位相が0となるように移相器を設定すると，次表を得る．

移相器番号 (h)

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
出力端子(0)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
出力端子(1)	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3
θ_h	0	2	2	0	2	0	0	2	2	0	0	2	0	2	2	0

ここで，出力位相の2基本列（ここでは(0, 1) と(0, 3)）が $M/2$ （ここでは8）個ずつあることに着目し，それぞれが直交するように移相器の位相をシフトする．ここでは，(0, 1) 出力端子のそれぞれの合成出力位相が同じになるように，たとえば，

(0, 1) に対しては +3

(0, 3) に対しては 0

と設定すると次表が得られ，3.3.2 節で述べた2出力端子に同時出力させる条件を満足することとなる．

		移相器番号 (h)															
出力端子 (a)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0
	1	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3	0	3
	θ_h	3	2	1	0	1	0	3	2	1	0	3	2	3	2	1	0

次に、4 出力端子同時出力の場合として、(0, 1, 2, 3)出力端子に同時出力させる場合について述べる。まず、上記の 2 出力端子同時出力の場合と同様に、式 (3.19) より $E(h, 0)$, $E(h, 1)$, $E(h, 2)$, $E(h, 3)$ を求め、(0, 1, 2, 3)出力端子のいずれか (ここでは (0) 出力端子) の出力位相が 0 となるように移相器を設定すると次表を得る。

		移相器番号 (h)															
出力端子 (a)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3	1	3
	2	1	1	3	3	1	1	3	3	1	1	3	3	1	1	3	3
	3	2	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2	2	0	0	2
	θ_h	0	2	2	0	2	0	0	2	2	0	0	2	0	2	2	0

ここで、出力位相の 4 基本列 (ここでは (0, 1, 1, 2), (0, 3, 1, 0), (0, 1, 3, 0), (0, 3, 3, 2)) が $M/4$ (ここでは 4) 個ずつあることに着目し、 $M/2$ 個が同相、他の $M/2$ 個がこれと直交し、かつ、 $M/4$ 個毎に逆位相となるように移相器の位相をシフトする。ここでは、(0, 1, 2, 3)出力端子のそれぞれの合成出力位相が同じになるように、たとえば、

(0, 1, 1, 2)に対しては +2

(0, 3, 1, 0)に対しては +3

(0, 1, 3, 0)に対しては +3

(0, 3, 3, 2)に対しては 0

設定すると次表が得られ、3.3.2 節で述べた 4 出力端子に同時出力させる条件を満足する

こととなる。

移相器番号 (h)

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
出力端子 α	0	2	3	3	0	2	3	3	0	2	3	3	0	2	3	3	0
	1	3	2	0	3	3	2	0	3	3	2	0	3	3	2	0	3
	2	3	0	2	3	3	0	2	3	3	0	2	3	3	0	2	3
	3	0	3	3	2	0	3	3	2	0	3	3	2	0	3	3	2
θ_h	2	1	1	0	0	3	3	2	0	3	3	2	2	1	1	0	

付録 E 原 M S K 波と遅延 M S K 波との位相差

原 M S K 波と遅延 M S K 波との位相差を示す式 (5.9) を導出する。

式 (5.6) を用いると、式 (5.8) の第 1 項 I_1 は次のようになる。

$$I_1 = 2\pi \left(k + \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \right) - 2\pi f_{IF} \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{CL}}{2} \right] \quad (E.1)$$

次に、 t_0 より 1 ビット以前のビットの境界点を t_1 とすると、式 (5.8) の第 2 項 I_2 は次のようになる。

$$I_2 = 2\pi \Delta f \left[\int_{t_0 - NT_{CL} + \tau_1(t_0) - \tau_2(t_0)}^{t_1} u(\xi) d\xi + \int_{t_1}^{t_0 - \tau_2(t_0)} u(\xi) d\xi \right] \quad (E.2)$$

従って、データ信号がマークであるかスペースであるかによって、式 (E.2) は、

$$I_2 = \pm 2\pi \Delta f [t_1 - t_0 + NT_{CL} - \tau_1(t_0) + \tau_2(t_0)] \\ \pm 2\pi \Delta f [t_0 - t_1 - \tau_2(t_0)] \quad (E.3)$$

における各符号に対応したものとなる。ここで、図 5.11 からわかるように、遅延 M S K 波の立上り点 $t_0 - \tau_2(t_0)$ は識別点 t_0 より $0 \sim T_{IF}$ だけ以前の点であるから、識別点をビットの境界（理想的な識別点）より $T_{IF}/2$ だけあらかじめ遅らせておくこととすると、式 (5.6) より

$$t_0 - t_1 = \frac{1}{f_B} + \frac{T_{IF}}{2} \approx NT_{CL} - \frac{T_{CL}}{2} + \frac{T_{IF}}{2} \quad (E.4)$$

となる。式 (E.4) を式 (E.3) に代入すると、

$$I_2 = \pm 2\pi \frac{\Delta f}{f_B} \mp 2\pi \Delta f \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{CL}}{2} \right] \\ - 2\pi (\mp 1 \pm 1) \Delta f \left[\tau_2(t_0) - \frac{T_{IF}}{2} \right] \quad (E.5)$$

となり、式 (E.1)、(E.3) より、

$$\Delta \phi [t_0 - \tau_2(t_0)] \\ = I_1 + I_2$$

$$\begin{aligned}
&= 2 \pi \left(k + \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \right) \pm 2 \pi \frac{\Delta f}{f_B} \\
&\quad - 2 \pi (f_{IF} \pm \Delta f) \left[\tau_1(t_0) - \frac{T_{CL}}{2} \right] \\
&\quad - 2 \pi (\mp 1 \pm 1) \Delta f \left[\tau_2(t_0) - \frac{T_{IF}}{2} \right]
\end{aligned} \tag{E.6}$$

となる。

付録 F 位相誤差の確率密度関数

位相誤差の確率密度関数(pdf)，式(5.13)を導出する。

$$\phi_3 = \pm 4 \pi \Delta f \left[\tau_2(t_0) - \frac{T_{IF}}{2} \right] \quad (F.1)$$

で定義される ϕ_3 を導入すると， ϕ_1 ， ϕ_3 のpdf $P_1(x)$ ， $P_3(x)$ は，式(5.4)，(5.7)より一様分布となり，

$$P_1(x) = \begin{cases} \frac{1}{2 \Delta \phi_1} & ; |x| \leq \Delta \phi_1 \\ 0 & ; |x| > \Delta \phi_1 \end{cases} \quad (F.2)$$

$$P_3(x) = \begin{cases} \frac{1}{2 \Delta \phi_2} & ; |x| \leq \Delta \phi_2 \\ 0 & ; |x| > \Delta \phi_2 \end{cases} \quad (F.3)$$

となる。さらに， $\phi_2 = \phi_1 + \phi_3$ のpdf $P_2(x)$ は，式(F.2)，(F.3)における確率変数の和のpdfであるから，たたみ込み積分として，

$$P_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} P_1(\alpha) \cdot P_3(x - \alpha) d\alpha \quad (F.4)$$

と表わすことができる。式(F.2)，(F.3)を式(F.4)に代入すると，

$\Delta \phi_1 \geq \Delta \phi_2$ のとき，

$$P_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{2 \Delta \phi_1} & ; |x| \leq \Delta \phi_1 - \Delta \phi_2 \\ \frac{\Delta \phi_1 + \Delta \phi_2 - |x|}{4 \Delta \phi_1 \Delta \phi_2} & ; \Delta \phi_1 - \Delta \phi_2 < |x| \leq \Delta \phi_1 + \Delta \phi_2 \\ 0 & ; |x| > \Delta \phi_1 + \Delta \phi_2 \end{cases} \quad (F.5)$$

$\Delta \phi_1 < \Delta \phi_2$ のとき，

$$P_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta\phi_2} & ; |x| \leq \Delta\phi_2 - \Delta\phi_1 \\ \frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 - |x|}{4\Delta\phi_1\Delta\phi_2} & ; \Delta\phi_2 - \Delta\phi_1 < |x| \leq \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 \\ 0 & ; |x| > \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 \end{cases} \quad (P.6)$$

となり，式(5.13)が求まる．

付録 G M S K 遅延検波方式の符号誤り率

M S K 遅延検波方式の符号誤り率 (B E R) を示す式 (5.16) を導出する

帯域通過ガウス雑音の加わった M S K 波 $e_1(t)$, δ だけ遅延された M S K 波 $e_2(t)$ は,

$$\left. \begin{aligned} e_1(t) &= A \cos [2\pi f_{IF} t + \phi(t)] + x_n(t) \cos 2\pi f_{IF} t \\ &\quad - y_n(t) \sin 2\pi f_{IF} t \\ e_2(t) &= e_1(t - \delta) \end{aligned} \right\} \quad (G.1)$$

となる. ただし, $x_n(t)$, $y_n(t)$ は互いに無相関で, それぞれ電力密度が N である雑音成分である. ここで, 式 (G.1) を

$$\begin{aligned} e_k(t) &= X_k \cos 2\pi f_{IF} t - Y_k \sin 2\pi f_{IF} t \\ &= R_k \cos (2\pi f_{IF} t + \theta_k); k = 1, 2 \end{aligned} \quad (G.2)$$

と表わす. ただし, X_k , Y_k , R_k , θ_k は, それぞれ t の関数で,

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= A \cos \phi(t) + x_n(t) \\ Y_1 &= A \sin \phi(t) + y_n(t) \\ X_2 &= A \cos [\phi(t - \delta) - 2\pi f_{IF} \delta] \\ &\quad + x_n(t - \delta) \cos 2\pi f_{IF} \delta \\ &\quad + y_n(t - \delta) \sin 2\pi f_{IF} \delta \\ Y_2 &= A \sin [\phi(t - \delta) - 2\pi f_{IF} \delta] \\ &\quad + x_n(t - \delta) \sin 2\pi f_{IF} \delta \\ &\quad + y_n(t - \delta) \cos 2\pi f_{IF} \delta \end{aligned} \right\} \quad (G.3)$$

$$X_k = R_k \cos \theta_k, \quad Y_k = R_k \sin \theta_k, \quad ; k = 1, 2 \quad (G.4)$$

の関係がある. さらに,

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= X_1 - Y_2, \quad U_2 = X_1 + Y_2 \\ V_1 &= X_2 + Y_1, \quad V_2 = X_2 - Y_1 \end{aligned} \right\} \quad (G.5)$$

とおくと, U_k , V_k は互いに相関がなく, その変動成分は互いに直交する帯域通過ガウス雑音成分に相当している. ここで, 包絡線,

$$S_k = \sqrt{U_k^2 + V_k^2}; k = 1, 2 \quad (G.6)$$

は信号 + 雑音の包絡線となり, その pdf は,

$$\frac{x}{\sigma_k^2} \exp \left(-\frac{a_k^2 + x^2}{2\sigma_k^2} \right) I_0 \left(\frac{a_k x}{\sigma_k^2} \right) ; \quad (G.7)$$

$$k=1, 2 ; 0 < a_k < \infty, \quad 0 < x < \infty$$

となる⁽⁵³⁾。ただし、 a_k は信号の平均レベル、 σ^2 は平均雑音電力で、式 (G.3) , (G.5) より

$$\left. \begin{aligned} a_1^2 &= U_1^2 + V_1^2 = 2A^2 [1 + \sin \Delta \phi(t)] \\ a_2^2 &= U_2^2 + V_2^2 = 2A^2 [1 - \sin \Delta \phi(t)] \\ \sigma_k^2 &= 2N \quad ; k = 1, 2 \end{aligned} \right\} \quad (G.8)$$

$$\Delta \phi(t) = \phi(t) - \phi(t - \delta) + 2\pi f_{IF} \delta \quad (G.9)$$

となる。一方、D. FFは、図5.11に示すように、 $e_2(t)$ の立上り点における $e_1(t)$ の状態によって符号の判定を行う。 $e_2(t)$ の立上り点は、式 (G.2) より、

$$t_0 = \frac{1}{2\pi f_{IF}} \left(\theta_2 + \frac{\pi}{2} - 2n\pi \right) ; \quad n : \text{整数} \quad (G.10)$$

とみなすことができ、この点における $e_1(t)$ の状態は式 (G.2) より

$$e_1(t_0) = R_1 \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (G.11)$$

となり、式 (G.4) , (G.5) , (G.6) を用いると、

$$e_1(t_0) = \frac{1}{R_2} (X_2 Y_1 - X_1 Y_2) = \frac{1}{4R_2} (S_1^2 - S_2^2) \quad (G.12)$$

となる。従って、マークすなわち $e_1(t_0) > 0$ のときのBER、 P_{e1} は式 (G.7) に対して、

$$P_{e1} = \text{Prob}(S_2 > S_1) = \frac{1}{2} \frac{b-a}{b+a} \int_{\frac{a+b}{2}}^{\infty} e^{-x} I_0 \left(\frac{2\sqrt{ab}}{a+b} x \right) dx \quad (G.13)$$

但し、

$$a = \frac{a_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}, \quad b = \frac{a_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}, \quad 0 < a < b \quad (G.14)$$

が成立する⁽⁵³⁾。さらに、式 (G.8) , (G.14) より、

$$\begin{aligned}
 a &= r [1 - |\sin \Delta \phi (t_0)|] \\
 b &= r [1 + |\sin \Delta \phi (t_0)|] \\
 r &= \frac{A^2}{2N}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} a \\ b \\ r \end{aligned}} \right\} \quad (G.15)$$

であるから，式 (G.13) は，

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \{ 1 - |\sin \Delta \phi (t_0)| \cdot I_0 [|\cos \Delta \phi (t_0)|, r] \} \quad (G.16)$$

となる．同様に，スペースすなわち $e_1(t_0) < 0$ のときの BER, P_{e2} は，

$$\begin{aligned}
 P_{e2} &= \text{Prob}(S_1 > S_2) \\
 &= \frac{1}{2} \{ 1 - |\sin \Delta \phi (t_0)| \cdot I_0 [|\cos \Delta \phi (t_0)|, r] \} \quad (G.17)
 \end{aligned}$$

のように式 (G.16) と同じになる．一方，式 (5.11) に式 (5.4) を代入し，かつ，位相誤差に相当する項を ϕ とおくと，

$$\Delta \phi [t_0 - \tau_2(t_0)] = 2\pi \left(k + \frac{1}{2} \pm \frac{1}{4} \right) + \Phi \quad (G.18)$$

となる．式 (G.18) を式 (G.16), (G.17) に代入すると，

$$P_e(\Phi, r) = \frac{1}{2} P_{e1} + \frac{1}{2} P_{e2} \quad (G.19)$$

より，式 (5.16) が求まる．

付録 H 待機冗長系の信頼度関数

動作中及び待機中のユニットが混在する場合の信頼度関数を示す式(4.1)を導出する。

故障した装置の台数が i 台である状態を E_i として、 E_i が起こり次に E_j が起こる条件つき確率を P_{ij} とした時、 P_{ij} を要素とする行列、すなわち推移確率行列 \underline{P} は次のように表すことができる⁽³⁹⁾。

$$\underline{P} = \begin{pmatrix} E_0 & E_1 & E_2 & \dots & E_L \\ \begin{matrix} 1 - X\lambda_1 - Y\lambda_2 & X\lambda_1 + Y\lambda_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 - X\lambda_1 - (Y-1)\lambda_2 & X\lambda_1 + (Y-1)\lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_1 \\ & & & & 1 \end{matrix} \end{pmatrix} \quad (H.1)$$

ここで、故障数 i の場合の確率分布関数を $P_i(t)$ とすると、式(H.1)は次のような微分形式で表すことができる。

$$\begin{cases} P_0'(t) + (X\lambda_1 + Y\lambda_2)P_0(t) = 0 \\ P_1'(t) - (X\lambda_1 + Y\lambda_2)P_0(t) + [X\lambda_1 + (Y-1)\lambda_2]P_1(t) = 0 \\ P_2'(t) - [X\lambda_1 + (Y-1)\lambda_2]P_1(t) + [X\lambda_1 + (Y-2)\lambda_2]P_2(t) = 0 \\ \vdots \\ P_L'(t) - \lambda_1 P_{L-1}(t) = 0 \end{cases} \quad (H.2)$$

初期条件を、

$$P_0(0) = 1, P_1(0) = P_2(0) = \dots = P_L(0) = 0 \quad (H.3)$$

として、式(H.2)を解くと、

$$P_r(t) = \prod_{i=0}^{r-1} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} X + Y - i \right) \sum_{j=0}^r \frac{(-1)^j \exp\{-[X\lambda_1 + (Y-r+j)\lambda_2]t\}}{j! (r-j)!} \quad ; \quad r \leq Y \quad (H.4)$$

となる。従って、 $r = L-M = X+Y-M$ を式(H.4)に代入すると、式(4.1)が求まる。並列冗長方式($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$)の場合には、式(4.1)は次のようになる。

$$Z_{LM}(t) = {}_L C_M \exp(-M\lambda t) [1 - \exp(-\lambda t)]^{L-M} \quad (H.5)$$